



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

INGENIERO TÉCNICO INDUSTRIAL ELÉCTRICO

Título del proyecto:

INVERSOR MONOFASICO

Andrés Andueza San Martín

Vicente Senosiáin Miquélez

Pamplona, a 7 de septiembre de 2012

INDICE GENERAL

1. INTRODUCCIÓN.....	11
1.1 Objetivo del proyecto	11
1.2 Introducción.....	11
1.2.1 Introducción a los inversores	11
1.2.2 Clasificación de los inversores	12
1.2.3 Tipos de ondas	13
1.2.3.1 Onda senoidal pura	13
1.2.3.2 Onda senoidal modificada	14
1.2.3.3 Onda cuadrada	15
1.3 Limitaciones	16
1.4 Características del inversor.....	16
1.5 Esquema general.....	17
2. CALCULOS.....	18
2.1 Circuito de potencia.....	18
2.1.1 Transformador	18
2.1.2 Configuración de la etapa de potencia.....	19
2.1.2.1 Introducción a la etapa de potencia	19
2.1.2.2 Análisis del funcionamiento	19
2.1.3 Semiconductores (Q1,Q2).....	21
2.1.3.1 Conmutación de los semiconductores	21
2.1.4 Principales características del inversor Push-pull.....	22
2.1.5 Control del inversor Push-pull.....	23
2.2 Circuito de control	24
2.2.1 Introducción al circuito de control.....	24
2.2.2 Optoacoplador (U2, U3)	24
2.2.2.1 Conexiones del optoacoplador.....	24
2.2.3 Encendido del MOSFET.....	25
2.2.4 Calculo de la resistencia R1 (R1.1, R1.2)	25
2.2.5 Transistor de conmutación (Q3, Q4)	26
2.2.5.1 Señales de conmutación de los transistores	27
2.2.5.2 Conexiones del transistor de conmutación	27
2.2.6 Calculo de la resistencia R2 (R2.1, R2.2).....	28
2.2.7 Calculo de la corriente necesaria en la base del transistor.....	28
2.2.8 Calculo de la resistencia R3 (R3.1, R3.2).....	29
2.2.9 Puertas lógicas AND (U6)	29

2.2.9.1	Conexiones de las puertas AND	30
2.2.9.2	Señales a la salida de las puertas AND.....	30
2.2.10	Integrado 555 (U4)	31
2.2.10.1	Análisis del funcionamiento del 555	31
2.2.10.2	Calculo de los componentes del circuito.....	32
2.2.10.3	Conexiones del circuito del 555	32
2.2.10.4	Señal de salida del 555	33
2.2.11	Flip Flop (U5).....	33
2.2.11.1	Análisis del funcionamiento del Flip Flop	33
2.2.11.2	Tabla de la verdad del Flip Flop.....	34
2.2.11.3	Conexiones del circuito del Flip Flop	35
2.2.11.4	Señales en las salidas del Flip Flop.....	36
2.2.12	Proceso de modulación de las señales de control.....	37
2.2.13	Regulador de tensión (U1)	38
2.2.13.1	Análisis del circuito del regulador de tensión	38
2.2.13.2	Conexiones del circuito del regulador de tensión	39
2.2.14	Refrigeración del inversor (Ventilador)	40
2.2.15	Disipadores térmicos (radiadores).....	46
2.2.15.1	Cálculo de disipadores para los MOSFET	48
2.2.15.2	Cálculo de disipadores para el regulador de tensión	49
2.2.16	Condensadores de desacoplo.....	51
2.3	Protección	52
3.	PLANOS	53
3.1	Plano del las conexiones del circuito.....	53
3.1.1	Plano de las conexiones del circuito impreso	53
3.1.2	Plano de las conexiones del transformador.....	55
3.2	Plano del diseño del circuito impreso.....	57
4.	PRESUPUESTO	59
4.1	Circuito de control	59
4.2	Circuito de potencia.....	59
4.3	Disipadores térmicos y ventilador	60
4.4	Circuito de protección	60
4.5	Envolverte	60
4.6	Elementos adicionales	60

4.7	Recursos humanos	61
4.8	Presupuesto Final.....	61
5.	ANEXOS	62
5.1	Ensayos.....	62
5.1.1	Carga resistiva.....	63
5.1.2	Bombilla.....	65
5.1.3	Bombilla de bajo consumo	67
5.1.4	Banco de condensadores	69
5.2	Resultados experimentales	71
5.2.1	Radio – despertador	72
5.2.2	Móvil y cargador.....	74
5.2.3	Atornillador y cargador.....	76
5.2.4	Nevera.....	78
5.3	Conclusiones.....	80
6.	HOJAS DE CARACTERISTICAS	81
6.1	Integrado 555.....	81
6.2	Flip Flop	94
6.3	Puertas AND.....	99
6.4	Optoacoplador	102
6.5	Regulador de tensión	111
6.6	MOSFET	122
6.7	Transformador	130
6.8	Ventilador.....	132
6.9	Transistor.....	133
6.10	Diodo de potencia.....	140
6.11	Disipador térmico (radiador)	142
7.	FOTOGRAFÍAS DEL DISEÑO	144

INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Conversiones de energía	11
Figura 1.2: Onda senoidal pura.....	14
Figura 1.3: Onda senoidal modificada.....	14
Figura 1.4: Onda senoidal cuadrada	15
Figura 1.5: Diferentes tipos de ondas	16
Figura 1.6: Esquema general	17
Figura 2.1: Topología Push-pull.....	19
Figura 2.2: Encendido y apagado de los MOSFET y forma de onda a la salida del transformador.....	20
Figura 2.3: Señales de encendido y apagado de los MOSFET.....	21
Figura 2.4: Optoacoplador.....	24
Figura 2.5: Tensión de encendido del MOSFET	25
Figura 2.6: Ubicación de R1 en el circuito	26
Figura 2.7: Señales de encendido y apagado de los transistores	27
Figura 2.8: Transistor	27
Figura 2.9: Ubicación de R2 en el circuito	28
Figura 2.10: Ubicación de R3 en el circuito	29
Figura 2.11: Integrado 7408	30
Figura 2.12: Señales de salida en las Puertas AND.....	30
Figura 2.13: Circuito utilizado con el 555	31
Figura 2.14: Integrado 555	32
Figura 2.15: Señal a la salida del 555	33
Figura 2.16: Integrado 7374 (Flip Flop).....	35
Figura 2.17: Señales en las salidas del Flip Flop.....	36

Figura 2.18: Señal de control en la rama 1	37
Figura 2.19: Señal de control en la rama 2	38
Figura 2.20: Conexión del integrado 7805	39
Figura 2.21: Regulador de Tensión	39
Figura 2.22: Tensión a la salida del regulador. Escala de 5 V/div y T=5 ms/div.....	41
Figura 2.23: Corriente a la salida del regulador de tensión. Escala de 50 mV/div y T=5 ms/div	42
Figura 2.24: Tensión en el MOSFET. Escala de 500 mV/div y T=5ms/div	43
Figura 2.25: Corriente en el MOSFET. Escala de 500 mV/div y T=5ms/div	44
Figura 2.26: Función matemática. Escala de 20 mV/div y T=5ms/div	44
Figura 2.27: Modelo térmico utilizado para los cálculos	46
Figura 2.28: Disipador térmico para los MOSFET	48
Figura 2.29: Disipador térmico para el regulador de tensión	50
Figura 5.1: Divisor de tensión	62
Figura 5.2: Carga resistiva 1	63
Figura 5.3: Tensión de salida con una carga resistiva 1. Escala de 160 V/div y T= 5 ms/div	63
Figura 5.4: Tensión en la resistencia con una carga resistiva 1. Escala de 2 A/div y T= 5 ms/div	64
Figura 5.5: Carga resistiva 2.....	65
Figura 5.6: Tensión de salida con una carga resistiva 2. Escala de 160 V/div y T= 5 ms/div	65
Figura 5.7: Tensión en la resistencia con una carga resistiva 2. Escala de 2 A/div y T= 5 ms/div	66
Figura 5.8: Carga inductiva	67
Figura 5.9: Tensión de salida con una carga inductiva. Escala de 160 V/div y T= 5 ms/div	67

Figura 5.10: Tensión en la resistencia con una carga inductiva. Escala de 2 A/div y T= 5 ms/div	68
Figura 5.11: Carga capacitiva.....	69
Figura 5.12: Tensión de salida con una carga capacitiva. Escala de 160 V/div y T= 5 ms/div	69
Figura 5.13: Tensión en la resistencia con una carga capacitiva. Escala de 2 A/div y T= 5 ms/div	70
Figura 5.14: Radio-despertador	72
Figura 5.15: Tensión de salida con una radio-despertador. Escala de 160 V/div y T= 5 ms/div	72
Figura 5.16: Tensión en la resistencia con una carga inductiva. Escala de 2 A/div y T= 5 ms/div	73
Figura 5.17: Móvil y cargador	74
Figura 5.18: Tensión de salida con un móvil y cargador. Escala de 160 V/div y T= 5 ms/div	74
Figura 5.19: Tensión en la resistencia con un móvil y cargador. Escala de 2 A/div y T= 5 ms/div	75
Figura 5.20: Atornillador y cargador	76
Figura 5.21: Tensión de salida con un atornillador y cargador. Escala de 160 V/div y T= 5 ms/div.....	76
Figura 5.22: Tensión en la resistencia con un atornillador y cargador. Escala de 2 A/div y T= 5 ms/div.....	77
Figura 5.23: Nevera	78
Figura 5.24: Tensión de salida con una nevera. Escala de 160 V/div y T= 5 ms/div ...	78
Figura 5.25: Tensión en la resistencia con una nevera. Escala de 2 A/div y T= 5 ms/div	79
Figura 7.1: Vista frontal del montaje.....	144
Figura 7.2: Vista trasera del montaje.....	145
Figura 7.3: Vista interior del montaje.....	146

Figura 7.4: Vista de la placa de circuito impreso 147

Figura 7.5: Vista del transformador..... 148

INDICE DE TABLAS

Tabla 2.1: Comparativa entre las diferentes topologías DC/DC	23
Tabla 2.2: Tabla de la verdad del Flip Flop.....	34
Tabla 2.3: Tabla de valores de la constante del aire según la altura proporcionada por Stego	45
Tabla 4.1: Presupuesto del circuito de control	59
Tabla 4.2: Presupuesto del circuito de potencia	59
Tabla 4.3: Presupuesto de los disipadores térmicos y el ventilador	60
Tabla 4.4: Presupuesto del circuito de protección.....	60
Tabla 4.5: Presupuesto de la envolvente	60
Tabla 4.6: Presupuesto de los elementos adicionales	60
Tabla 4.7: Presupuesto de los recursos humanos utilizados.....	61
Tabla 4.8: Presupuesto final	61

INDICE DE ECUACIONES

(1.1).....	20
(1.2).....	20
(1.3).....	20
(2.1).....	25
(2.2).....	26
(2.3).....	28
(2.4).....	29
(2.5).....	29
(2.6).....	29
(2.7).....	31
(2.8).....	31
(2.9).....	40
(2.10).....	42
(2.11).....	45
(2.12).....	45
(2.13).....	45
(2.14).....	46
(2.15).....	48
(2.16).....	49
(2.17).....	52
(2.18).....	52
(2.19).....	52
(5.1).....	62
(5.2).....	62

1. INTRODUCCIÓN

1.1 Objetivo del proyecto

El objetivo principal de este proyecto, es el estudio de la viabilidad de un inversor económico para su uso doméstico. Este se ubicará en un entorno aislado, el cual no tiene ningún abastecimiento de energía eléctrica, sólo una batería de 12 V. Con el inversor alimentaremos ciertos dispositivos, para conseguir su funcionamiento.

Suelen distinguirse tres configuraciones o topologías de inversores: con transformador de toma media (Push-pull), medio puente y configuración en puente completo. En el caso de las dos últimas, sus topologías me son mas familiares (las he estudiado durante la carrera), así que utilizaré la topología de inversión con transformador de toma media (Push-pull) para conocerla mejor y compararla con las otras configuraciones.

1.2 Introducción

1.2.1 Introducción a los inversores

La conversión de energía mediante los circuitos electrónicos de potencia se realiza adaptando la onda de entrada de un cierto tipo o nivel a las características que necesita la carga. Así, según la transformación entrada-salida, se tienen los siguientes convertidores:

- Rectificadores CA/CC: producen una salida continua a partir de una entrada alterna.
- Inversores CC/CA: producen una tensión alterna a partir de una entrada continua.
- Convertidores CA/CA: se utilizan para cambiar la amplitud y/o la frecuencia de una señal alterna.
- Convertidores CC/CC: convierten una tensión continua de entrada en una tensión continua de salida pero de distinto valor.

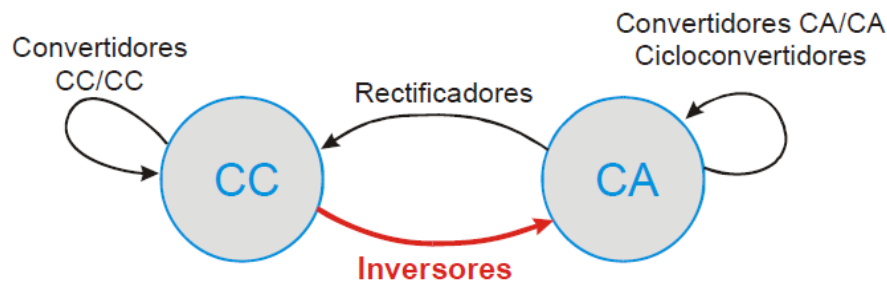


Figura 1.1: Conversiones de energía

Un inversor, también llamado ondulator, como se muestra en la Figura 1.1, es un circuito utilizado para convertir corriente continua en corriente alterna. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada de corriente continua a un voltaje simétrico de salida de corriente alterna, con la magnitud y frecuencia deseada por el usuario o el diseñador. Los inversores son utilizados en una gran variedad de aplicaciones, desde pequeñas fuentes de alimentación para ordenadores, hasta aplicaciones industriales para manejar alta potencia. Los inversores también son utilizados para convertir la corriente continua generada por los paneles solares fotovoltaicos, acumuladores o baterías, etc. en corriente alterna y de esta manera poder ser inyectados en la red eléctrica o usados en instalaciones eléctricas aisladas.

Condensadores e inductores pueden ser utilizados para suavizar el flujo de corriente desde y hacia el transformador. Además, es posible producir una onda senoidal modificada, la cual es generada a partir de tres puntos: uno positivo, uno negativo y uno de tierra. Una circuitería lógica se encarga de activar los MOSFET de manera que se alternen adecuadamente. Inversores de onda senoidal modificada pueden causar que ciertas cargas, como motores, por ejemplo, operen de manera menos eficiente.

Inversores más avanzados utilizan la modulación por ancho de pulsos con una frecuencia portadora mucho más alta para aproximarse más a la onda seno o modulaciones por vectores de espacio mejorando la distorsión armónica de salida.

1.2.2 Clasificación de los inversores

Se pueden clasificar a los inversores teniendo en cuenta las siguientes características:

- Señal de entrada
 - Alimentados en tensión
 - Alimentados en corriente
- Señal de salida
 - Monofásicos
 - Trifásicos
- Configuración de la etapa de potencia
 - Medio puente
 - Push-pull
 - Puente completo
- Técnica de control
 - Inversores no modulados o de onda cuadrada
 - Inversores modulados

En función de las características de la señal de entrada los inversores se clasifican en: alimentados en tensión o alimentados en corriente. Si la fuente de entrada tiene un comportamiento aproximadamente equivalente al de una fuente de tensión ideal se dice que el inversor está alimentado en tensión. Si la fuente de entrada se puede aproximar mediante una fuente de corriente se dice que el inversor está alimentado en corriente. Las características eléctricas y la configuración de la etapa de potencia varían notablemente entre estos dos tipos de inversores.

Otra clasificación de los inversores puede hacerse en función del número de fases de la señal de salida, de este modo cabe distinguir entre: inversores monofásicos e inversores trifásicos.

La topología de potencia de un inversor depende de las dos clasificaciones anteriores, no obstante existen tres configuraciones básicas a partir de las cuales se deducen todas las demás: Inversor de medio puente, Inversor Push-pull, Inversor de puente completo.

Una última clasificación de los inversores se puede realizar en función del tipo de control. En los inversores de onda cuadrada (o inversores no modulados) la frecuencia de la señal de salida es la misma que la de conmutación de los dispositivos semiconductores del circuito. En los inversores modulados la frecuencia de conmutación es mayor que la de salida y el intervalo de conducción de los dispositivos semiconductores se hace variar para reducir el contenido armónico y facilitar el filtrado.

1.2.3 Tipos de ondas

1.2.3.1 Onda senoidal pura

La salida de un inversor de onda sinusoidal pura es una onda sinusoidal “perfecta” e incluso puede mejorar la calidad de la electricidad que nos ha sido suministrada. Se utiliza para hacer funcionar dispositivos electrónicos sensibles que requieren una forma de onda de alta calidad con pocos armónicos. Además, tienen la capacidad de respuesta alta lo que significa que son capaces de superar su potencia nominal durante un tiempo limitado. Prácticamente cualquier dispositivo electrónico puede funcionar con la salida de un inversor de onda sinusoidal pura.

Se recomienda para operar con equipos electrónicos de alta gama. La eficiencia ha alcanzado hasta un 98% en algunos casos y la electricidad a partir de estos dispositivos es de una gran calidad.

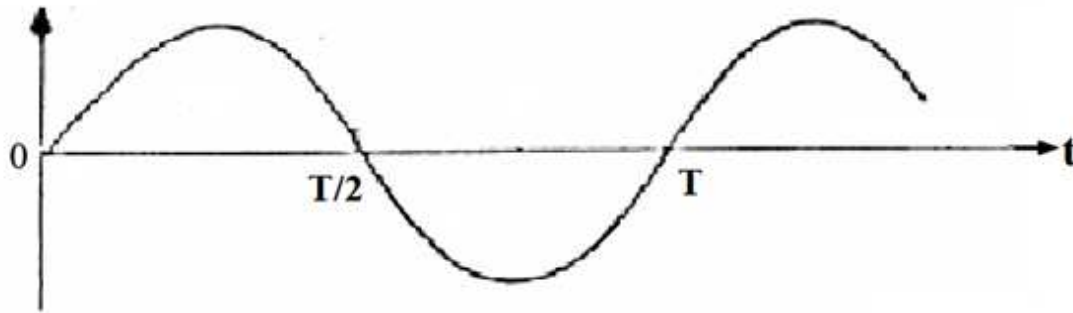


Figura 1.2: Onda senoidal pura

1.2.3.2 Onda senoidal modificada

La salida de un inversor de onda sinusoidal modificada es similar a una salida de onda cuadrada, excepto que la salida pasa a cero voltios durante un tiempo antes de conmutación positiva o negativa. Es la forma más sencilla de convertir de CC a CA. Se aproximan a una forma de onda senoidal pura. Estos dispositivos tienen por lo general alrededor del 70% de eficiencia.

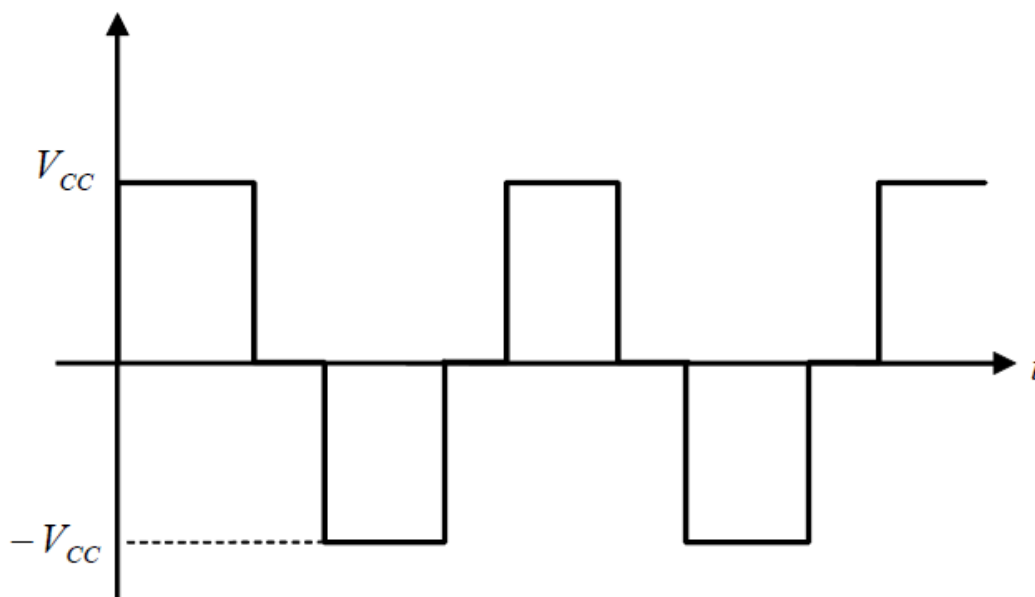


Figura 1.3: Onda senoidal modificada

Estos inversores son capaces de operar con una amplia variedad de cargas, especialmente con dispositivos electrónicos que no requieren calibración de sensibilidad como son algunos artículos electrónicos del hogar y herramientas eléctricas. Algunos dispositivos electrónicos pueden captar ruido del inversor mientras este opera con la forma de onda sinusoidal modificada. El uso de lámparas fluorescentes puede ser problemático, puede causar zumbido con algunos equipos de sonido y ventiladores. Algunos aparatos, como hornos de microondas, taladros, reguladores de luz, los relojes

o los motores de velocidad no funcionan correctamente, además de que puede dañar el equipo. Antes de conectarse a un equipo se recomienda consultar con las recomendaciones de los fabricantes.

El principal inconveniente para la salida de onda sinusoidal modificada es que tiene una ligera interferencia. Esta interferencia se puede ver en algunos televisores y ordenadores. No va a causar ningún daño, pero puede ser un poco molesto. La ventaja de inversores de onda senoidal modificada es que va a provocar el funcionamiento en la mayoría de los aparatos, y son muy asequibles.

1.2.3.3 Onda cuadrada

Se conoce por onda cuadrada a la onda de corriente alterna (CA) que alterna su valor entre dos valores extremos sin pasar por los valores intermedios (al contrario de lo que sucede con la onda senoidal y la onda triangular, etc...)

Se usa principalmente para la generación de pulsos eléctricos que son usados como señales (1 y 0) que permiten ser manipuladas fácilmente, un circuito electrónico que genera ondas cuadradas se conoce como generador de pulsos, este tipo de circuitos es la base de la electrónica digital.

El contenido espectral de una onda cuadrada se compone exclusivamente de armónicos impares, extendiéndose a frecuencias más elevadas cuanto más abruptos sean sus flancos. Capacidades y auto inductancias parásitas pueden filtrar la señal, eliminando las componentes de mayor frecuencia, con lo que la onda cuadrada se degrada, tomando un aspecto cada vez más redondeado.

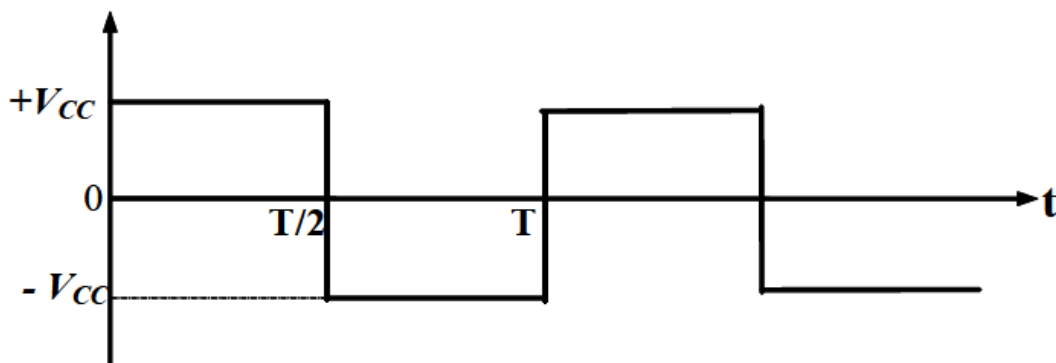


Figura 1.4: Onda senoidal cuadrada

En la figura 1.5 se puede observar la diferencia que existe entre ellas, teniendo todas la misma frecuencia.

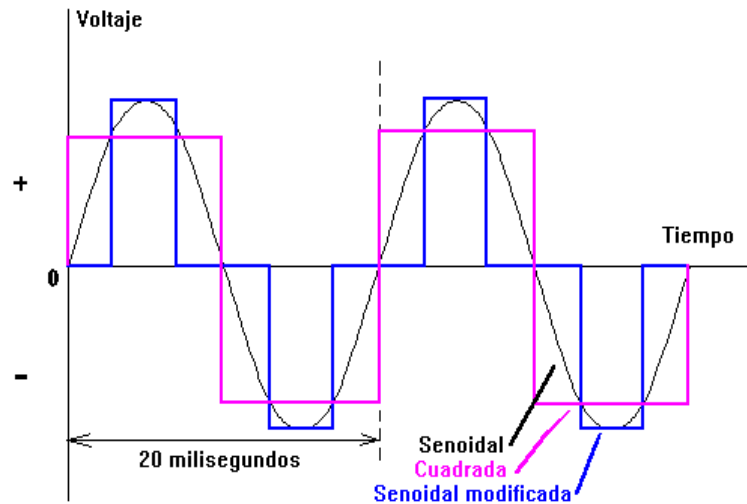


Figura 1.5: Diferentes tipos de ondas

1.3 Limitaciones

El diseño del inversor se ha planteado para que funcione con cargas que demanden poca corriente. Estas cargas tendrán un consumo de 100 W como máximo, su tensión de alimentación será de 230V aproximadamente y con una frecuencia de 50 Hz. Estas cargas deberán aceptar ondas senoidales modificadas, más adelante se estudiará su comportamiento con diferentes cargas.

1.4 Características del inversor

Según la clasificación de los inversores vista anteriormente, el inversor a realizar tendrá las siguientes características:

- Señal de entrada: 12 Vcc.
- Señal de salida: Monofásico, 50 Hz (onda senoidal modificada).
- Configuración de la etapa de potencia: Push-pull.
- Técnica de control: Inversores no modulados o de onda cuadrada.

Consistirá en un circuito de control y otro circuito de potencia.

1.5 Esquema general

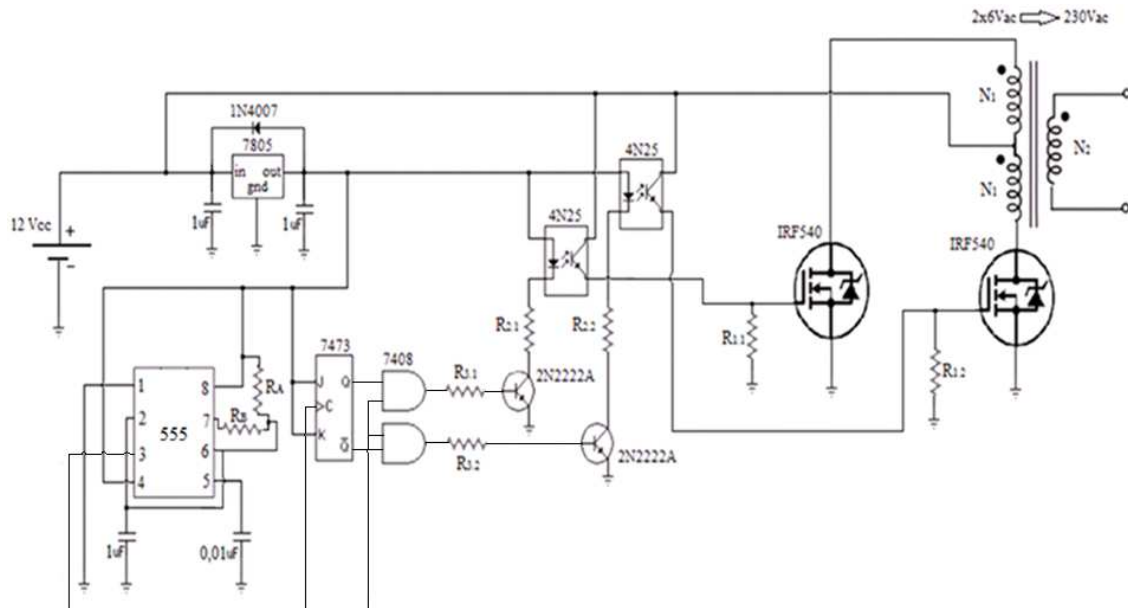


Figura 1.6: Esquema general

Elementos Principales

Transformador: aumenta señales de tensión de 6V a su entrada, hasta 230V a su salida.

MOSFET (IRF540): semiconductores de potencia.

Optoacoplador (4N25): proporciona aislamiento galvánico al circuito.

Transistor (2N2222A): gobierna las señales de conmutación de los MOSFET.

Regulador de tensión (7805): proporciona 5V a varios puntos del circuito.

Circuitería lógica: proporcionan las señales para el control.

- Integrado 555
- Flip Flop (7473)
- Puertas AND (7408)

2. CALCULOS

2.1 Circuito de potencia

2.1.1 Transformador

En primer lugar nos centraremos en la salida. Para poder trabajar con la topología de inversión que se ha diseñado, y conseguir una onda senoidal modificada se utiliza un transformador monofásico comercial con las siguientes características:

Corriente de entrada	16.67 A
Tensión de entrada	2 x 6 Vac
Tensión de salida	230 Vac
Potencia Nominal	2 x 100 VA

Con él conseguimos aumentar señales de tensión de 6V a su entrada, hasta 230V aproximadamente a su salida.

De los ensayos que se han realizado, se opta por un primario de 6 V en vez de uno de 12 V, ya que se obtienen mejores resultados.

2.1.2 Configuración de la etapa de potencia

2.1.2.1 Introducción a la etapa de potencia

A la entrada del transformador se necesita conseguir que las señales de tensión que llegan hasta él se alternen, de modo que la señal que llega desde una rama permita obtener una tensión positiva a la salida y la señal que llega desde la otra rama haga que se obtenga una señal de tensión negativa a la salida. Cuando la señal que llega desde la rama es 0 V, a la salida habrá 0 V lógicamente.

Para ello se realiza una topología Push-pull como etapa de potencia, ésta nos permite llevar a cabo lo anteriormente explicado, de la forma que se describe a continuación.

2.1.2.2 Análisis del funcionamiento

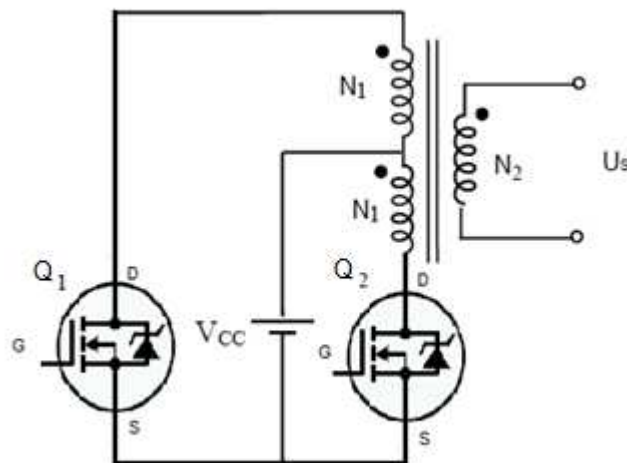


Figura 2.1: Topología Push-pull

El inversor Push-pull es una topología que emplea dos semiconductores controlados (en este caso MOSFET) y un transformador con toma media en el primario para obtener una onda cuadrada de alterna.

Al igual que en el medio puente se hace conmutar ambos MOSFET empleando señales de control complementarias.

- Con Q_2 cerrado, se aplica una tensión en el semidevanado inferior del primario del transformador que induce una tensión de salida positiva U_s .
- Cuando se abre Q_2 y se cierra Q_1 la situación se invierte, quedando aplicada tensión en el semidevanado superior que induce una tensión de salida negativa.

- Mientras Q_1 permanece cerrado el Q_2 soporta el doble de la tensión de entrada (12 Vcc) debido a que se suman las tensiones de los dos semidevanados del primario.
- Cuando Q_2 y Q_1 estén abiertos no se induce ninguna tensión a la salida, así que en éste caso tendremos 0 V a la salida.
- Lo que nunca puede ocurrir es que Q_1 y Q_2 estén encendidos simultáneamente, ya que esto produciría un cortocircuito.

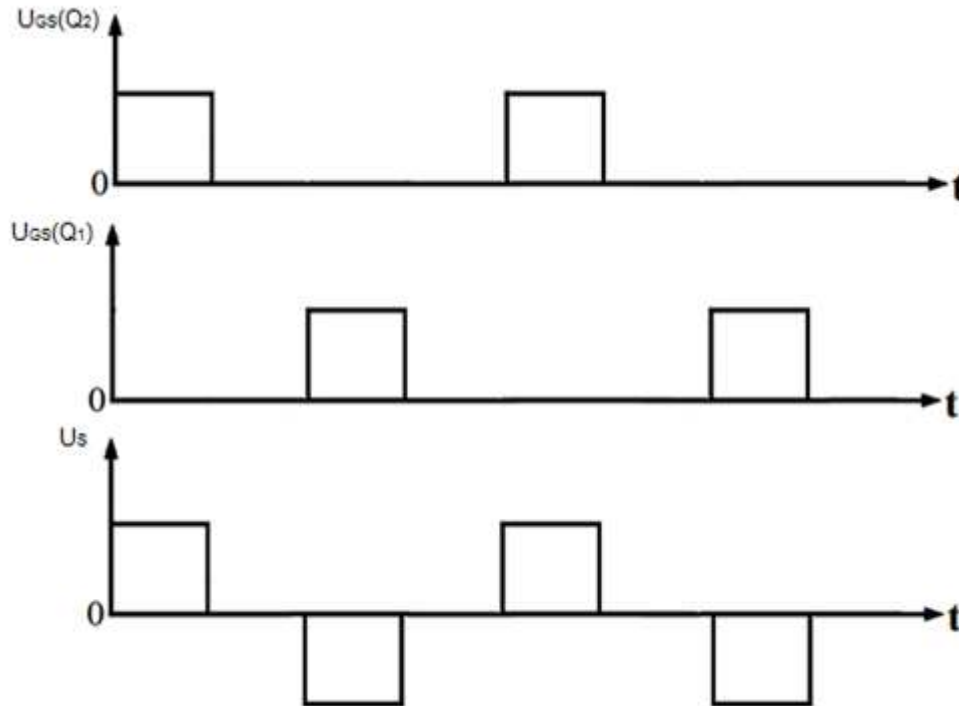


Figura 2.2: Encendido y apagado de los MOSFET y forma de onda a la salida del transformador

- $Q_1(\text{ON})$ y $Q_2(\text{OFF})$: $V_{N1} = V_{CC} = 12 \text{ V}$ (1.1)
 $U_S = V_{N2} = -V_{CC} \frac{N_2}{N_1}$

- $Q_1(\text{OFF})$ y $Q_2(\text{OFF})$: $V_{N1} = 0 \text{ V}$ (1.2)
 $U_S = V_{N2} = 0 \text{ V}$

- $Q_1(\text{OFF})$ y $Q_2(\text{ON})$: $V_{N1} = V_{CC} = 12 \text{ V}$ (1.3)
 $U_S = V_{N2} = V_{CC} \frac{N_2}{N_1}$

2.1.3 Semiconductores (Q_1, Q_2)

Se utilizan MOSFET como semiconductores de potencia en la topología Push-pull, por las siguientes razones:

- Consumo en modo estático muy bajo.
- Funcionamiento por tensión, son controlados por voltaje por lo que tienen una impedancia de entrada muy alta. La intensidad que circula por la puerta es del orden de nano amperios.
- La velocidad de conmutación es muy alta, siendo del orden de los nanosegundos.

2.1.3.1 Conmutación de los semiconductores

Las señales de encendido y apagado de cada MOSFET son las siguientes

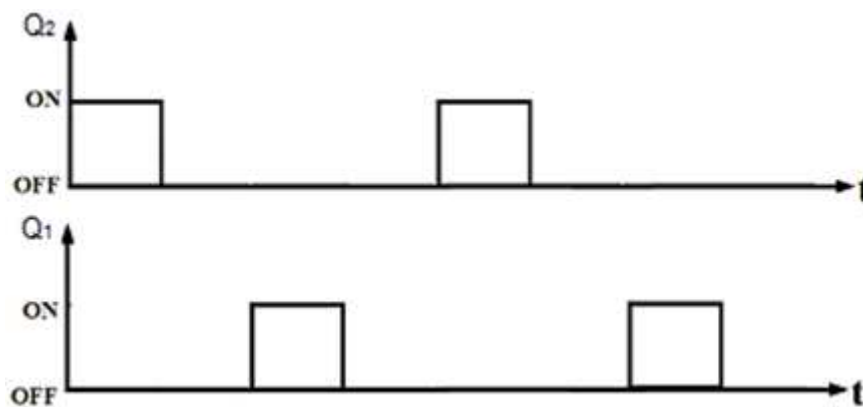


Figura 2.3: Señales de encendido y apagado de los MOSFET

Siendo la frecuencia en cada uno de ellos 50 Hz ($T = 20$ ms) y teniendo un Ciclo de Trabajo del 25%.

2.1.4 Principales características del inversor Push-pull

Las características de un inversor con una topología Push-pull se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Proporcionan una onda cuadrada. Al igual que en el medio puente, la señal de salida de un inversor Push-pull es una onda cuadrada, por lo que el contenido armónico es muy elevado.
- La amplitud de salida no es controlable. La tensión de salida es proporcional a la tensión de alimentación por lo que para el control de la amplitud es necesario un convertidor previo.
- La tensión máxima que soportan los interruptores es el doble de la tensión de alimentación.
- Las señales de control de ambos interruptores están referidas a un mismo punto. Esta característica simplifica la implementación del circuito de control.

2.1.5 Control del inversor Push-pull

El inversor Push-pull presenta los terminales de referencia para el gobierno de ambos semiconductores referidos a un punto común, lo que elimina la necesidad de emplear aislamiento para acoplar las señales de control. No obstante, presenta otras desventajas que limitan el campo de aplicación del Push-pull como convertidor de potencia.

En primer lugar y, al igual que en el medio puente, es preciso el empleo de tiempos muertos en las señales de control de ambos MOSFET para evitar cortocircuitos puntuales en la fuente de entrada. Otro inconveniente es el incremento de las pérdidas de conmutación, respecto a otros tipos de inversión.

El inconveniente principal del Push-pull alimentado en tensión es que el núcleo del transformador tiende a trabajar en saturación en parte del periodo. En la práctica resulta inevitable que exista una cierta asimetría en las señales de control, por lo que se produce la saturación del núcleo en pocos ciclos de conmutación del inversor.

A continuación, se representa una tabla comparativa entre las diferentes topologías existentes.

Table 3-1 Comparison of the PWM Switching Regulator Topologies

Topology	Power Range (W)	$V_{in(dc)}$ Range	In/Out Isolation	Typical Efficiency (%)	Relative Parts Cost
Buck	0-1000	5-40	No	78	1.0
Boost	0-150	5-40	No	80	1.0
Buck-boost	0-150	5-40	No	80	1.0
1T forward	0-150	5-500	Yes	78	1.4
Flyback	0-150	5-500	Yes	80	1.2
Push-pull	100-1000	50-1000	Yes	75	2.0
Half-bridge	100-500	50-1000	Yes	75	2.2
Full-bridge	400-2000+	50-1000	Yes	73	2.5

Tabla 2.1: Comparativa entre las diferentes topologías DC/DC

La señal Vcc de 12 V proviene directamente desde la batería.

El apagado y encendido de los MOSFET se controla por dos ramas idénticas que veremos a continuación, que llegan hasta sus respectivas puertas.

Lo explicado anteriormente pertenece al circuito de potencia del inversor. Ahora pasaremos a analizar el circuito de control, el cual tiene como misión, conseguir el encendido y apagado de cada uno de los MOSFET, y así obtener una onda senoidal modificada a la salida.

2.2 Circuito de control

2.2.1 Introducción al circuito de control

Para conseguir el encendido de cada uno de los MOSFET que existen en cada una de las dos ramas de potencia, se dispone de dos ramas de control que actúan sobre cada una de ellas.

2.2.2 Optoacoplador (U_2, U_3)

Es necesario aislamiento eléctrico en este tipo de circuitos. Este se establece entre los circuitos de entrada y salida, transmitiendo la información entre circuitos por medio de conmutadores aislados eléctricamente uno del otro (aislamiento galvánico).

Para aislar el circuito de control y el de potencia se utiliza un optoacoplador 4N25. A continuación se describen sus características principales para poder calcular otros dispositivos.

2.2.2.1 Conexiones del optoacoplador

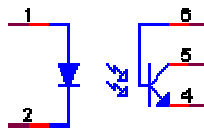


Figura 2.4: Optoacoplador

Las conexiones del optoacoplador son las siguientes:

El pin 1 (ánodo LED) es conectado a 5 V procedentes del regulador de tensión.

El pin 2 (cátodo LED) es conectado a R_2 (colector del transistor).

El pin 4 (emisor fototransistor) se conecta la resistencia R_1 y a la puerta del MOSFET correspondiente.

El pin 5 (colector fototransistor) se conecta a los 12 V procedentes de la batería.

2.2.3 Encendido del MOSFET

Para asegurar el encendido de los MOSFET nos aseguraremos de que la tensión en la puerta de cada uno de ellos sea superior a 10 V en el encendido.

Para ello estudiamos las características del 4N25, donde se puede observar que la caída de tensión máxima en el fototransistor es 0,2 V.

$$V_{CEsat} = 0,2 \text{ V}$$

$$V_{GS} = 12 - 0,2 = 11,8 \text{ V} \quad (2.1)$$

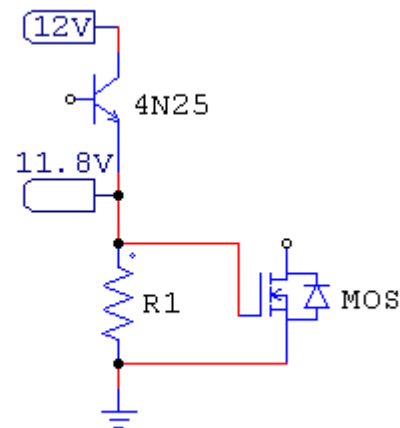


Figura 2.5: Tensión de encendido del MOSFET

Durante la señal de encendido habrá una tensión suficiente en la puerta del MOSFET para encenderlo.

Por el fototransistor del 4N25 va a pasar una corriente, la cual habrá que limitar para que no dañe este elemento. Así que se añade una resistencia al emisor del fototransistor. Esta resistencia R_1 permite limitar la corriente de paso por el fototransistor del optoacoplador, además de permitir un paso rápido a la corriente en el apagado del MOSFET. A continuación se calcula el valor de dicha resistencia.

2.2.4 Calculo de la resistencia R_1 ($R_{1.1}$, $R_{1.2}$)

En las hojas de características, el fabricante del 4N25 dice que la corriente máxima por el diodo LED es de 60 mA y la caída de tensión de saturación colector-emisor de 0,2 V.

En este caso van a pasar 30 mA de corriente por el LED. Fijándonos en el CTR del elemento, el fabricante nos indica que es de un 20% (aproximadamente). La corriente que va a pasar por el fotodiodo será:

I_F = intensidad por el LED.

I_C = intensidad por el colector del fotodiodo.

$$CRT = \frac{I_C}{I_F}$$

Si $I_F = 30 \text{ mA}$ y $CRT = 20 \%$, I_C será 6 mA

Ahora podemos hallar R_1

$$I_C = 6 \text{ mA}$$

$$V_{CEsat} = 0.2 \text{ V}$$

$$R_1 = \frac{11.8 \text{ V}}{6 \text{ mA}} = 1966 \Omega \quad (2.2)$$

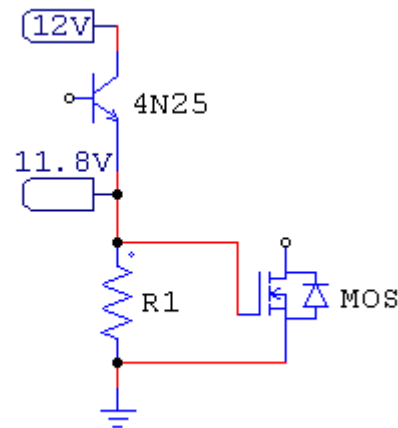


Figura 2.6: Ubicación de R_1 en el circuito

Se instala una resistencia R_1 de $2,2 \text{ K}\Omega$.

El objetivo final de estas dos ramas de control es que los MOSFET conmuten como se ha visto anteriormente. Para ello hay que hacer que el diodo LED del optoacoplador entregue una señal luminosa al fototransistor de este mismo elemento, este se encienda y encienda a su vez al MOSFET.

2.2.5 Transistor de conmutación (Q_3 , Q_4)

Para conseguir que el LED se encienda se hace pasar una corriente por él. Un transistor NPN de conmutación 2N2222A se enciende y se apaga igual que la secuencia de apagado y encendido que tiene el MOSFET, el cual es gobernado por este. Así cuando el transistor se encienda pasará una corriente por él haciendo a su vez que se encienda el LED del optoacoplador y el MOSFET.

2.2.5.1 Señales de conmutación de los transistores

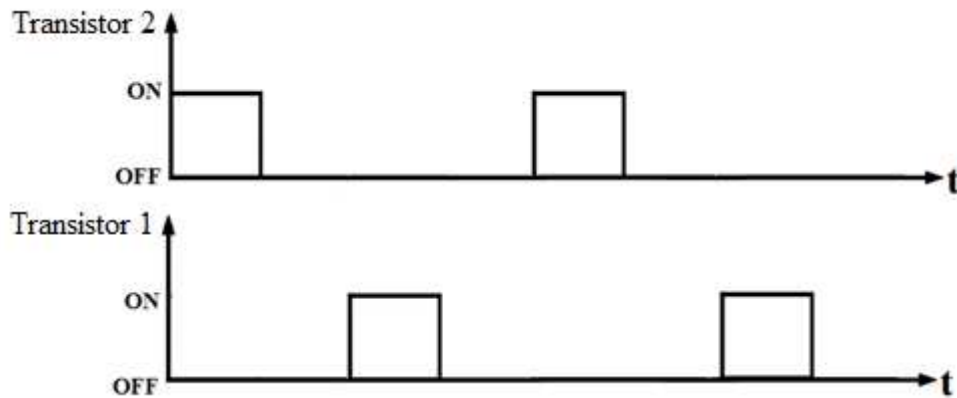


Figura 2.7: Señales de encendido y apagado de los transistores

Este transistor es de conmutación, ya que en este caso es lo que se necesita para conseguir este tipo de funcionamiento.

2.2.5.2 Conexiones del transistor de conmutación

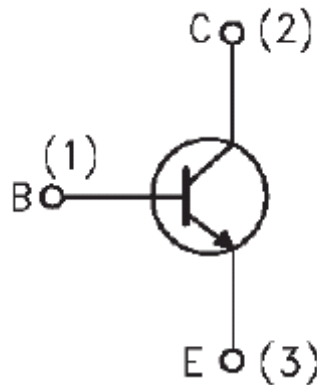


Figura 2.8: Transistor

Las conexiones del transistor son las siguientes:

El pin 1 (base) es conectado a R_3 (salida de la puerta AND).

El pin 2 (colector) es conectado a R_2 (LED del optoacoplador).

El pin 3 (emisor) se conecta a masa.

2.2.6 Cálculo de la resistencia R_2 ($R_{2,1}$, $R_{2,2}$)

Para limitar la corriente en esa rama y que ningún dispositivo sea dañado se ha instalado una resistencia (R_2) entre el cátodo del LED y el colector del transistor. Se ha calculado de la siguiente manera:

La intensidad máxima que puede pasar por el LED del 4N25 es 60 mA. La corriente máxima que puede pasar por el colector de transistor (2N2222A) es 0,8 A y la tensión de saturación colector-emisor es 1,2 V, así que deberemos limitar la corriente por esta rama a 30 mA para obtener un buen funcionamiento. La caída de tensión en el LED es de 1,2 V cuando pasan 30 mA según el fabricante.

$$I_F = 30 \text{ mA}$$

$$V_F = 1,2 \text{ V}$$

$$I_{Cmax} = 0,8 \text{ A}$$

$$V_{CEsat} = 1,2 \text{ V}$$

$$R_2 = \frac{5 \text{ V} - 1,2 \text{ V} - 1,2 \text{ V}}{30 \text{ mA}} \approx 87 \Omega \quad (2.3)$$

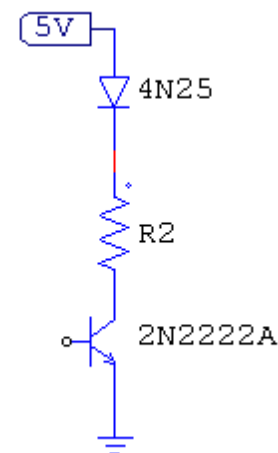


Figura 2.9: Ubicación de R_2 en el circuito

El valor elegido para estas resistencias es de 100 Ω .

2.2.7 Cálculo de la corriente necesaria en la base del transistor

Para encender el transistor y posteriormente saturarlo se necesita un mínimo de corriente en la base. La corriente que llega a la base es procedente de la salida de una puerta AND, en la cual tenemos 5 V (aproximadamente) y 8 mA que puede entregar como máximo según el fabricante.

Sabiendo lo anterior se calcula el valor de una resistencia (R_3) que está entre la base del transistor y la salida de la puerta AND. Esta resistencia tiene como misión que llegue la suficiente cantidad de corriente a la base del transistor, para que este se encienda y llegue a saturarse.

La corriente por el colector el transistor en condiciones normales es 30 mA y la característica h_{fe} proporcionada por el fabricante es de 360. Por lo tanto la intensidad de encendido en la base ($I_{Bnecesaria}$) será:

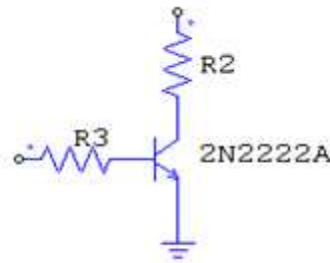


Figura 2.10: Ubicación de R_3 en el circuito

$$I_{Bnecesaria} = \frac{I_C}{h_{fe}} = \frac{30 \text{ mA}}{360} = 0,083 \text{ mA} \quad (2.4)$$

Para tener una total seguridad de que este dispositivo llega a la saturación, se hace que la corriente sea cuatro veces la necesaria.

$$I_B = I_{Bnecesaria} \times 4 = 0.083 \text{ m} \times 4 = 0,33 \text{ mA} \quad (2.5)$$

Siendo $8 \text{ mA} > 0,33 \text{ mA}$, se sabe que la puerta AND puede proporcionar esta corriente.

2.2.8 Calculo de la resistencia R_3 ($R_{3,1}$, $R_{3,2}$)

Por tanto la resistencia que se necesita para obtener esta corriente es:

$$R_3 = \frac{5 \text{ V}}{0,33 \text{ mA}} = 15 \text{ K}\Omega \quad (2.6)$$

2.2.9 Puertas lógicas AND (U_6)

Se utiliza el integrado 7408.

2.2.9.1 Conexiones de las puertas AND

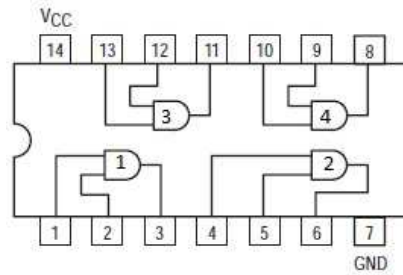


Figura 2.11: Integrado 7408

Las conexiones de las puertas lógicas AND son las siguientes:

El pin 3 y 6 (salida) está conectado a R_3 (base del transistor).

El pin 1 y 5 (entrada) está conectado a la salida del 555.

El pin 2 y 4 (entrada) está conectado a la salida del Flip Flop.

2.2.9.2 Señales a la salida de las puertas AND

A la salida de las puertas AND las señales de onda cuadrada tienen la misma frecuencia y Ciclo de Trabajo que las que hemos visto anteriormente para el MOSFET y los transistores, ya que estos últimos están conectados a sus salidas.

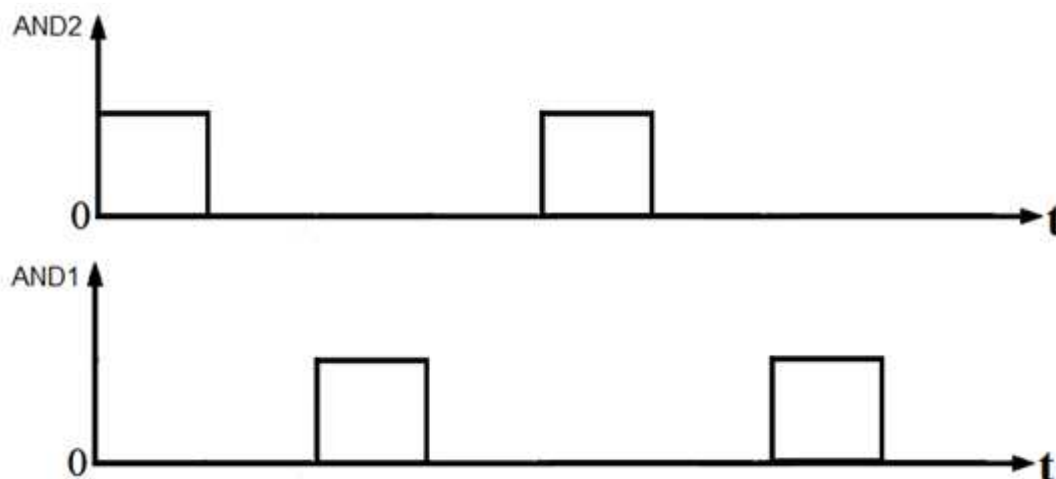


Figura 2.12: Señales de salida en las Puertas AND

Ahora centraremos el estudio en cómo conseguir este tipo de onda ($F=50$ Hz y Ciclo de Trabajo=25%).

2.2.10 Integrado 555 (U₄)

Primeramente se analiza el funcionamiento del integrado 555, el cual permite obtener a su salida formas de ondas cuadradas. El fabricante de estos integrados indica cómo obtener diferentes tipos de ondas cuadradas a su salida.

2.2.10.1 Análisis del funcionamiento del 555

En este caso se desea obtener una onda cuadrada de frecuencia fija en el tiempo. Interesa lograr una frecuencia de 100 Hz ($T=10$ ms) aproximadamente, con un ciclo de trabajo del 50%. Para conseguir esto el fabricante recomienda utilizar dos formulas para calcular el valor de los elementos a instalar junto con el integrado en un circuito proporcionado por él.

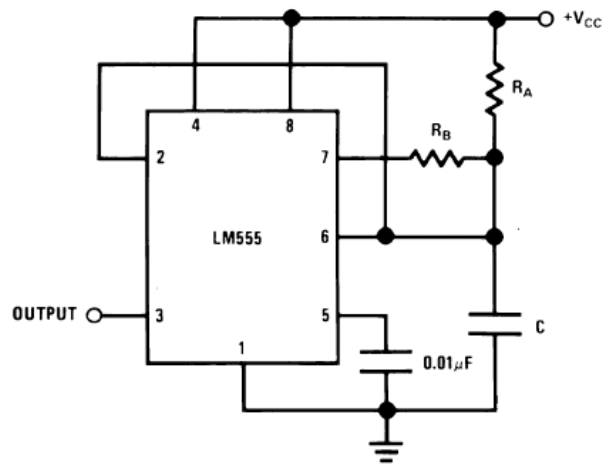


Figura 2.13: Circuito utilizado con el 555

$$t_2 = \left[\frac{R_A R_B}{R_A + R_B} \right] C \ln \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right] \quad (2.7)$$

$$t_1 = 0,693 R_A C \quad (2.8)$$

Siendo

t_1 = tiempo ciclo ON

t_2 = tiempo ciclo OFF

C = condensador

R_A , R_B son resistencias que se añaden al circuito

$t_2 = t_1 = 5\text{ms}$, ya que $t_2 + t_1 = 10\text{ms}$ y Ciclo de Trabajo = 50%.

2.2.10.2 Calculo de los componentes del circuito

Primero se fija el valor de condensador a $1 \mu\text{F}$, por tanto R_A será 7215Ω . Después se le va dando valores a R_B hasta conseguir que t_2 sea 5 ms. Los valores obtenidos son:

$$C_4 = 1 \mu\text{F}$$

$R_A = 7215 \Omega$, para alcanzar este valor se utiliza:

$$R_{A1} = 5,6 \text{ K}\Omega \text{ y } R_{A2} = 1,5 \text{ K}\Omega$$

$R_B = 3055 \Omega$, para alcanzar este valor se utiliza:

$$R_{B1} = 820 \Omega \text{ y } R_{B2} = 2,2 \text{ K}\Omega$$

2.2.10.3 Conexiones del circuito del 555

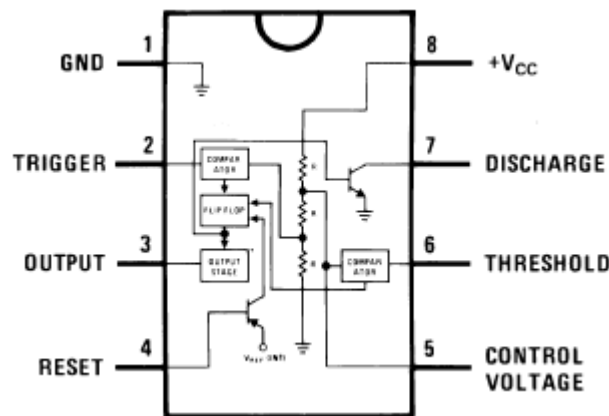


Figura 2.14: Integrado 555

Pin 1 (masa) conectado a masa.

Pin 2 (disparo) conectado al pin 6.

Pin 3 (salida) es la salida del 555, está conectado al Clock del Flip Flop (pin 1) y a una entrada de cada puerta AND (AND_1 pin 1 y AND_2 pin 5).

Pin 4 (reset) conectado 5V que vienen del regulador de tensión.

Pin 5 (control de voltaje) conectado a un condensador C_3 de $0,01 \mu\text{F}$.

Pin 6 (umbral) conectado al pin 2, R_A , R_B y C_4 .

Pin 7 (descarga) conectado a R_B .

Pin 8 (V_{cc}) conectado al pin 4, R_A y a 5 V que vienen del regulador de tensión.

2.2.10.4 Señal de salida del 555

Según el fabricante con los anteriores elementos y conectados según lo anteriormente mencionado, obtendremos una onda cuadrada de Frecuencia 100 Hz y un Ciclo de Trabajo del 50%.

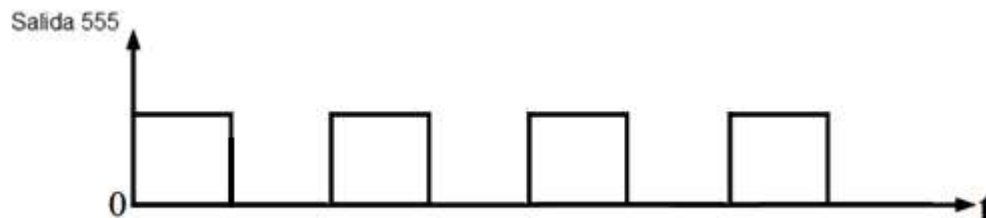


Figura 2.15: Señal a la salida del 555

Para moldear esta onda de salida del 555 y conseguir la onda que nos interesa se utiliza el dispositivo llamado Flip Flop.

2.2.11 Flip Flop (U_5)

2.2.11.1 Análisis del funcionamiento del Flip Flop

El Flip Flop que se utiliza es un 7473 contiene dos biestables de tipo J–K (Maestro–Esclavo) disparado por flanco de bajada.

Este circuito posee dos entradas de datos (J–K), y una entrada de reloj, independiente para cada biestable.

El fabricante indica que existe una opción para hacer las salidas complementarias.

Los datos de las entradas son procesados después de un impulso completo de reloj. Mientras este permanece en nivel bajo el Esclavo está incomunicado del Maestro. En la transición positiva de reloj los datos de J y K se transfieren al Maestro. En la transición negativa del reloj la información del Maestro pasa al Esclavo. Los estados lógicos de las entradas J y K debe mantenerse constantes mientras la señal de reloj permanece en nivel alto. Los datos se transfieren a la salida en el flanco de bajada de la señal de Reloj. Aplicando un nivel bajo a la entrada clear (clr) la salida Q se pondrá a nivel bajo, independientemente del valor de las otras entradas.

2.2.11.2 Tabla de la verdad del Flip Flop

Entradas				Salidas	
Clear	Clock	J	K	Q ₀	\bar{Q}_0
B	X	X	X	B	A
A	↓	B	B	Q ₀	\bar{Q}_0
A	↓	A	B	A	B
A	↓	B	A	B	A
A	↓	A	A	Complementario	
A	A	X	X	Q ₀	\bar{Q}_0

Tabla 2.2: Tabla de la verdad del Flip Flop

A: nivel alto.

B: nivel bajo.

X: irrelevante.

↓: transición de nivel alto a nivel bajo.

Q₀: nivel de Q antes de que las condiciones de entrada indicadas en estado estacionario se establecieran.

\bar{Q}_0 : complementario de \bar{Q}_0 ó de nivel Q₀ antes de que las condiciones de entrada indicadas en estado estacionario se establecieran.

2.2.11.3 Conexiones del circuito del Flip Flop

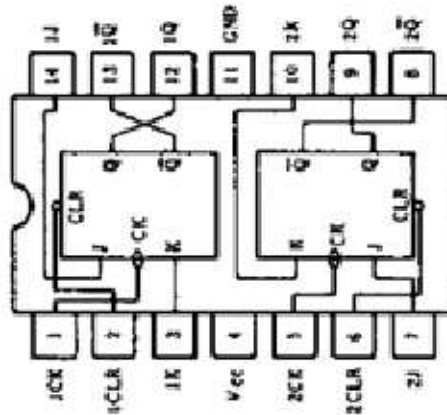


Figura 2.16: Integrado 7374 (Flip Flop)

Para conseguir la configuración de salidas complementarias se conectan los pines de este elemento de la siguiente manera:

Pin 14 (entrada J) a 5 V procedentes del regulador de tensión para que esté a nivel alto. Ya que el fabricante indica que para que esté a nivel alto debe haber una tensión superior a 2V.

Pin 3 (entrada K) a 5 V procedentes del regulador de tensión para que esté a nivel alto.

Pin 2 (clear) a 5 V procedentes del regulador de tensión para que esté a nivel alto.

2.2.11.4 Señales en las salidas del Flip Flop

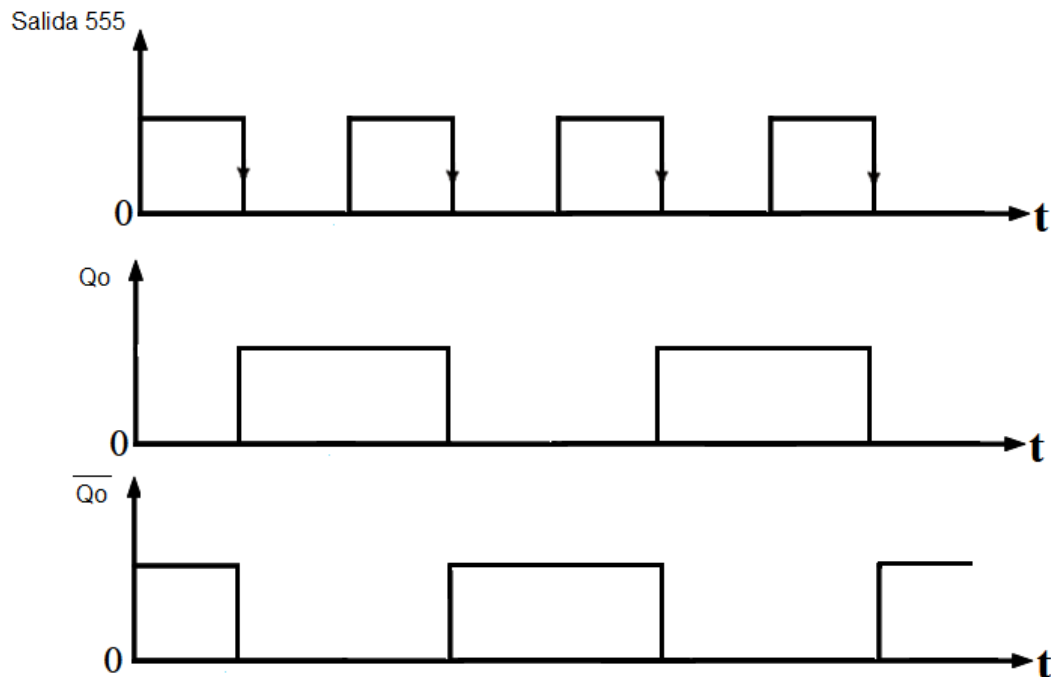


Figura 2.17: Señales en las salidas del Flip Flop

Como se puede apreciar en la figura, en el flanco de bajada de la señal que llega al Reloj desde el 555 es cuando se transfiere la información y se produce el cambio de estado en cada una de las salidas.

La frecuencia en cada una de las salidas es de 50 Hz, manteniéndose el ciclo de trabajo a un 50%.

Ya se ha establecido la frecuencia correcta. También tenemos dos señales que son complementarias entre sí, que es lo que nos interesa.

Ahora lo que hay que modificar es el Ciclo de Trabajo de cada una de las señales, para que este sea del 25%.

El Pin 12 (Q_0) está conectado al pin 2 (entrada) de una puerta AND_1 .

El Pin 13 ($\overline{Q_0}$) está conectado al pin 4 (entrada) de una puerta AND_2 .

2.2.12 Proceso de modulación de las señales de control

Mediante puertas lógicas AND se podrá llevar a cabo lo anteriormente explicado de la siguiente manera. Aprovechando la señal de salida del 555 se conecta a la entrada de la puerta AND. La otra entrada disponible en la puerta se conecta la salida del Flip Flop.

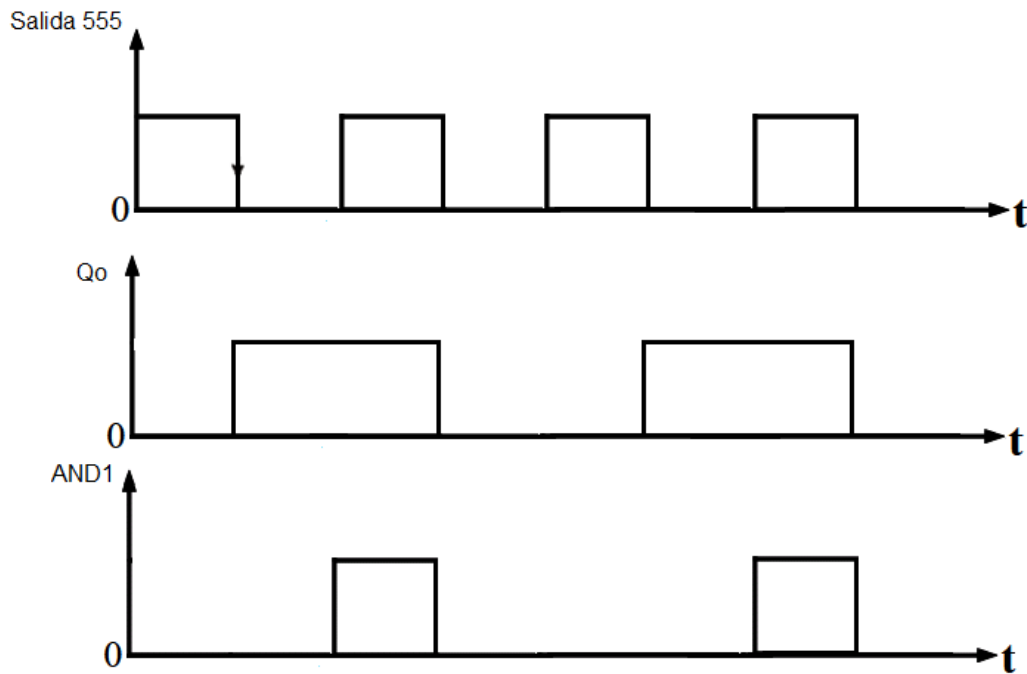


Figura 2.18: Señal de control en la rama 1

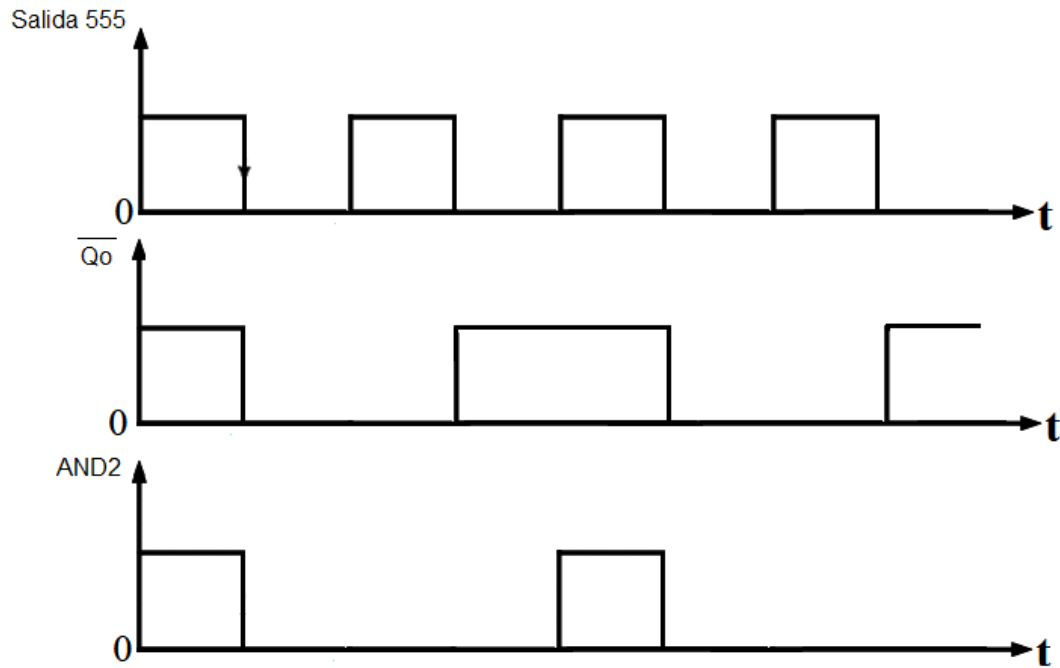


Figura 2.19: Señal de control en la rama 2

Como se puede ver en las anteriores figuras se ha conseguido modular las señales que se tenía como objetivo realizar para el circuito de control.

2.2.13 Regulador de tensión (U_1)

Varios elementos del circuito se alimentan a 5 V de tensión. Mediante un regulador de tensión 7805 adaptamos la tensión que obtenemos de la batería, de 12 V. Este entrega 5 V a la salida, entregando una corriente máxima de 1 A y soporta consumos pico de hasta 2,2 A.

2.2.13.1 Análisis del circuito del regulador de tensión

El fabricante recomienda poner entre la entrada del regulador y tierra un condensador, próximo a 1 μ F. También lo recomienda a su salida.

Esta carga capacitiva tiene como misión reducir el rizado de la tensión a la salida y a la entrada, asegurando una correcta señal de salida en el regulador. En este caso se coloca un condensador a la entrada y otro a la salida de 1 μ F (C_1 , C_2).

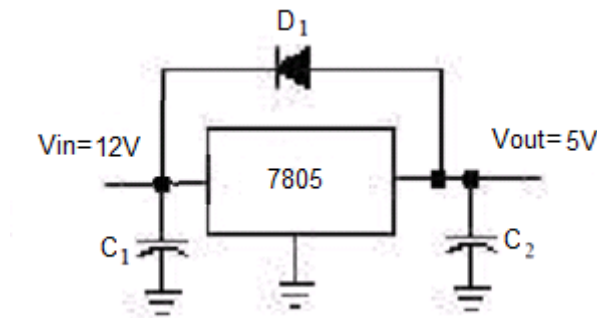


Figura 2.20: Conexión del integrado 7805

Es habitual que los condensadores que se conectan en diversas etapas de RL, se descarguen cuando la fuente se apaga, es por esto que los reguladores se conectan a diodos de protección (D_1) entre sus terminales, denominado Bias Protection, recomendado por el fabricante para diseños como el nuestro.

2.2.13.2 Conexiones del circuito del regulador de tensión

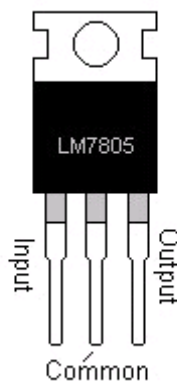


Figura 2.21: Regulador de Tensión

Las conexiones que presenta este elemento son:

Pin 1 (entrada) está conectado a los 12 V de la batería y a un condensador de 1 μ F.

Pin 2 (masa) se conecta a masa.

Pin 3 (salida) se conecta a un condensador de 1 μ F y a varios dispositivos del circuito de control para suministrarles 5 V.

2.2.14 Refrigeración del inversor (Ventilador)

En armarios y envolventes con componentes electrónicos, las altas temperaturas pueden convertirse en un problema, especialmente con el aumento de densidad de elementos instalados dentro del equipo.

Además existe el riesgo de que la vida de los componentes, como la de los semiconductores, pueda ser reducida cuando se excede la temperatura operacional máxima. Usando un ventilador, el calor generado en este tipo de envolventes puede ser eliminado, asegurando así el funcionamiento de los componentes.

Puede utilizar el siguiente cálculo para determinar ventilador requerido según caudal necesario.

Diferencial de temperatura

Determinar la diferencia de temperatura en la caja, basado en la temperatura deseada en el interior (Ti) y la temperatura ambiente (Ta).

(Ta) Temperatura ambiente 20 °C

(Ti) Temperatura deseada en el interior 40 °C

$$K = \text{Diferencial de } T^a = 20 - 40 = 20 \text{ °C} \quad (2.9)$$

Los componentes instalados en las envolventes (transformadores, semiconductores, reguladores de tensión, etc.) generan calor cuando están en funcionamiento. Este calentamiento es descrito como poder de disipación o pérdida de potencia.

Calculo de la potencia disipada

Transformador (hojas de características):

Perdidas en el Hierro 7,3 W

Perdidas en el Cobre 14,2 W

El fabricante considera estos valores para ondas senoidales puras a 50 Hz. En nuestro caso las pérdidas van a ser mayores ya que se trabaja con ondas cuadradas, así que contemplaremos estas pérdidas un 30% superior a los valores proporcionados por el fabricante.

Perdidas en el Hierro 9,5 W

Perdidas en el Cobre 18,5 W

Regulador de tensión

Para calcular la potencia que disipa el regulador de tensión se conecta una carga resistiva al inversor, de tal forma que este entregue a su salida la potencia nominal (100 W).

La potencia disipada depende de la tensión de entrada, en este diseño está provisto de un 7805, cuya tensión de salida es de 5V, con una tensión de entrada de 12V.

Multiplicando la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida por la corriente que entrega a la salida se obtiene la potencia disipada.

Medida de la tensión a la salida

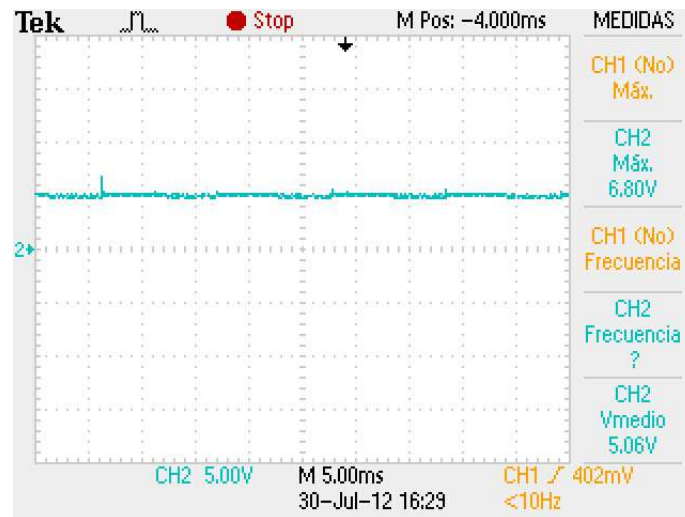


Figura 2.22: Tensión a la salida del regulador. Escala de 5 V/div y T=5 ms/div

Medida de la corriente a la salida

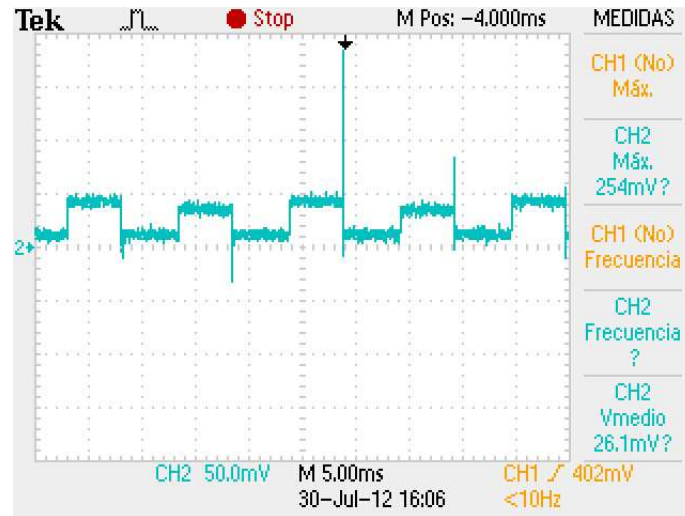


Figura 2.23: Corriente a la salida del regulador de tensión. Escala de 50 mV/div y $T=5$ ms/div

Estos valores de tensión están medidos en bornes de una resistencia de $1\ \Omega$, la cual está instalada a la salida del regulador de tensión.

Se puede observar que la tensión media que marca el osciloscopio es de 26,1 mV, su correspondiente valor en corriente es 26,1 mA.

Para establecer un pequeño margen de seguridad se toma 30 mA.

$$P_{R.Tensión} = (V_{entrada} - V_{salida}) \times I_{salida} = (12 - 5) \times 0,03 = 210\text{ mW} \quad (2.10)$$

MOSFET

Para calcular la potencia que disipa el MOSFET se conecta una carga resistiva al inversor, de tal forma que este entregue a la salida la potencia nominal (100 W).

Cuando esto se lleva a cabo se mide la tensión entre drenador y fuente, y la corriente que circula por el drenador. Obteniendo los siguientes resultados:

Medida de la tensión Drenador - Fuente



Figura 2.24: Tensión en el MOSFET. Escala de 500 mV/div y T=5ms/div

Medida de la corriente que circula por el Drenador

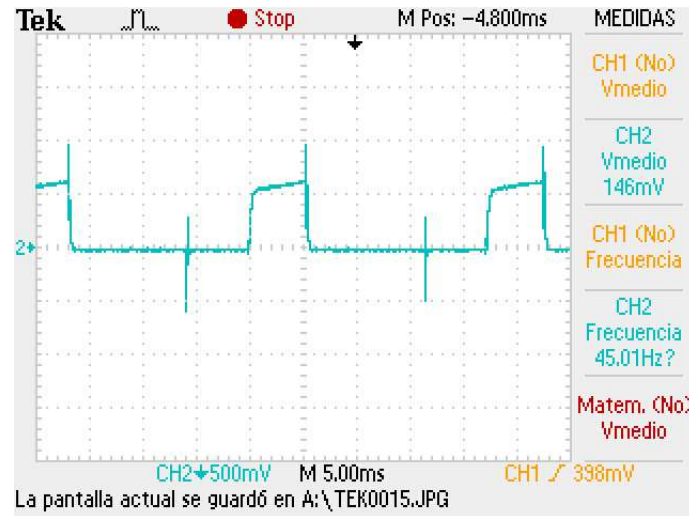


Figura 2.25: Corriente en el MOSFET. Escala de 500 mV/div y $T=5\text{ms/div}$

Estos valores de tensión están medidos en bornes de una resistencia de $0,1\ \Omega$, la cual está instalada entre el drenador del MOSFET y el primario del transformador.

A través de la función matemática que proporciona el osciloscopio obtendremos la potencia media disipada por el MOSFET.

Función matemática que multiplica ambas tensiones

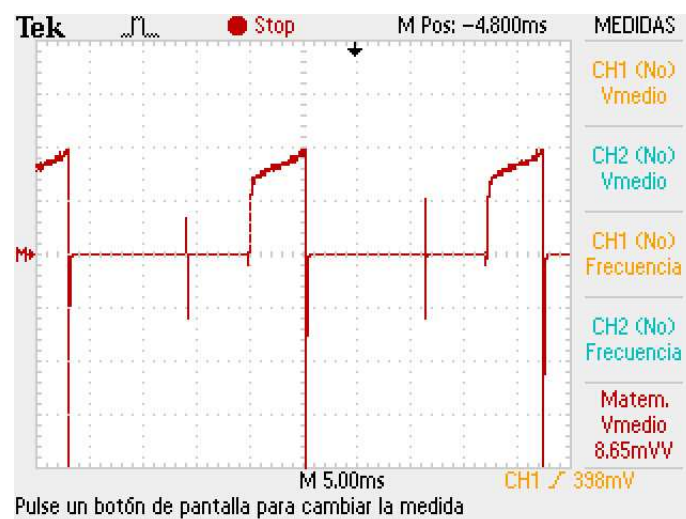


Figura 2.26: Función matemática. Escala de 20 mV/div y $T=5\text{ms/div}$

El osciloscopio muestra el valor de la potencia siendo esta de 8,65 mVV. Para establecer un pequeño margen de seguridad se toma 9 mVV.

Sabiendo que la sonda de la medida de la tensión drenador - fuente tiene una atenuación de $\times 10$ y la tensión que indica la corriente que pasa por el drenador está medida en una resistencia de $0,1 \Omega$, el valor de la potencia disipada por el MOSFET será:

$$P_{\text{MOSFET}} = 9 \text{ mW} \times 10 \times 10 = 900 \text{ mW} \quad (2.11)$$

La potencia disipada total será:

$$P_{\text{Disipada}} = 9,5 + 18,5 + 0,21 + (2 \times 0,9) = 30,01 \text{ W} \quad (2.12)$$

Constante de aire

La constante de aire está determinada por la altitud (sobre el nivel del mar) y del lugar de la instalación.

Para cada altitud sobre el nivel del mar algunos fabricantes de ventiladores proporcionan los siguientes datos sobre las constantes de aire:

Altitud	Coeficiente de altura	Unidades
De 0 a 100 m	3,1	$\text{m}^3\text{K/Wh}$
De 100 a 250 m	3,2	$\text{m}^3\text{K/Wh}$
De 250 a 500 m	3,3	$\text{m}^3\text{K/Wh}$
De 500 a 750 m	3,4	$\text{m}^3\text{K/Wh}$
De 750 a 1000 m	3,5	$\text{m}^3\text{K/Wh}$

Tabla 2.3: Tabla de valores de la constante del aire según la altura proporcionada por Stego

En este caso es de $3,3 \text{ m}^3\text{K/Wh}$

Cálculo

$$\frac{3,3 \text{ m}^3\text{K}}{\text{Wh}} \times \frac{1}{20 \text{ K}} \times 30,01 \text{ W} = 4,95 \text{ m}^3/\text{h} \quad (2.13)$$

Sabiendo que el caudal de un ventilador, es la masa de aire que éste puede desplazar en una unidad de tiempo, y se expresa en m^3/h ($1,7 \text{ m}^3/\text{h} = 1 \text{ CFM}$).

En las hojas de características del ventilador instalado (V_1) el fabricante dice que tiene 14,5 CFM, calculando:

$$\frac{1,7 \text{ m}^3/\text{h}}{1 \text{ CFM}} \times 14,5 \text{ CFM} = 24,65 \text{ m}^3/\text{h} \quad (2.14)$$

Luego nuestro ventilador es capaz de desplazar el caudal necesario para tener una correcta refrigeración dentro de la caja.

Además la propia envolvente dispone de varias ranuras en su parte superior e inferior que facilitan la evacuación del calor disipado.

2.2.15 Disipadores térmicos (radiadores)

Las potencias manejadas por los dispositivos como transistores, MOSFET, reguladores de tensión, etc... son en muchos casos de una magnitud considerable. Además, el problema se agrava teniendo en cuenta que el tamaño de tales dispositivos es muy pequeño, lo que dificulta la evacuación del calor producido. Un cuerpo que conduce una corriente eléctrica pierde parte de energía en forma de calor por efecto Joule. En el caso de los semiconductores, se manifiesta principalmente en la unión PN, y si la temperatura aumenta lo suficiente, se produce la fusión térmica de la unión, inutilizando el dispositivo. Los dispositivos de potencia reducida, disipan el calor a través de su encapsulado hacia el ambiente, manteniendo un flujo térmico suficiente para evacuar todo el calor y evitar su destrucción. En los dispositivos de más potencia, la superficie del encapsulado no es suficiente para poder evacuar adecuadamente el calor disipado. Se recurre para ello a los radiadores, que proporcionan una superficie adicional para el flujo térmico.

Las unidades son W (vatios), T (°C, grados centígrados) y R (°C/W)

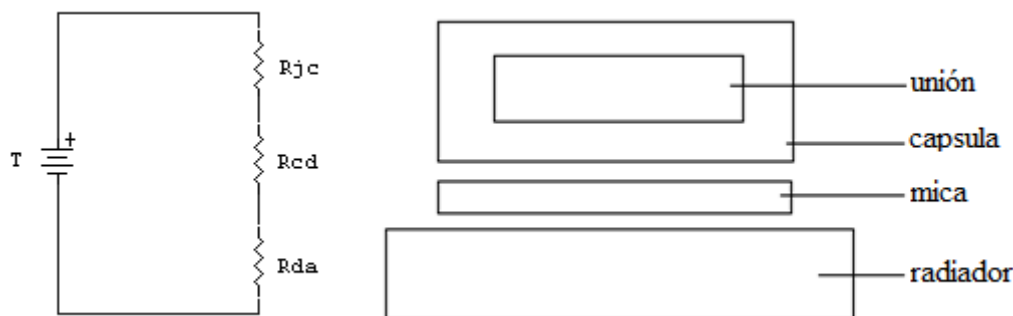


Figura 2.27: Modelo térmico utilizado para los cálculos

$$T = T_j - T_a = w (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})$$

T_j = temp. de la unión

T_a = temp. ambiente

R_{jc} = resist. térmica unión-cápsula

R_{cd} = resist. térmica cápsula-disipador

R_{da} = resist. térmica disipador-ambiente

La asociación de resistencias térmicas es igual que la asociación de resistencias. En serie, sumamos los valores de cada resistencia, de manera que la resistencia térmica equivalente es mayor que cada una de las resistencias por separado. Lógicamente, cuanto mayor es la resistencia térmica, mayor dificultad para el flujo de calor.

Cálculo del disipador

La mayoría de fabricantes de semiconductores proporcionan los datos suficientes para poder calcular el disipador que necesitamos. Necesitamos como punto de partida, la temperatura máxima que puede alcanzar la unión del transistor. Esta temperatura (T_j) no se deberá alcanzar en ningún caso, para no destruir el componente.

Se puede aplicar un coeficiente de seguridad (k) según el diseño:

$k = 0,5$ para un diseño normal con temperatura moderada.

$k = 0,6$ para economizar en tamaño de disipador.

$k = 0,7$ cuando el disipador permanezca en posición vertical y en el exterior (mejora de convección).

Con el coeficiente k , y tomando la temperatura máxima de funcionamiento como T_j , tenemos la expresión:

$$T = k T_j - T_a = w (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})$$

donde w representa la potencia en vatios (calor) que disipará el componente.

El flujo de calor, desde la unión PN hasta el ambiente tiene que atravesar varios medios, cada uno con diferente resistencia térmica.

Resistencia unión-cápsula (R_{jc}). Viene dado en manuales y tablas, y depende de la construcción de la cápsula.

Resistencia cápsula-disipador (R_{cd}). Depende del encapsulado y del aislamiento, si lo hay, entre el componente y el disipador. El aislante puede ser mica, pasta de silicona y otros medios. Cada uno presenta diferente resistencia térmica.

Resistencia disipador-ambiente (R_{da}). Esta es la que tratamos de calcular.

2.2.15.1 Cálculo de disipadores para los MOSFET

Utilizamos dos MOSFET con encapsulado TO-220 y cuyos datos son los siguientes:

$$T_j = 175 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$R_{jc} = 1,76^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{cd} = 1,4 \text{ }^{\circ}\text{C/W (separador de mica)}$$

$$T_a = 40 \text{ }^{\circ}\text{C (al estar dentro de una caja)}$$

$$w = 9 \text{ mW}$$

Partimos de la expresión:

$$T = T_j - T_a = w (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})$$

Tenemos que calcular el valor de disipador que necesitamos, R_{da} . Despejamos y ponemos un $k = 0,5$ porque es un diseño normal dentro de una envolvente.

$$R_{da} = \left[\frac{(k \times T_j) - T_a}{w} \right] - R_{jc} - R_{cd} = \left[\frac{(0,5 \times 175) - 40}{0,9} \right] - 1,76 - 1,4 = 49,6 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (2.15)$$

Se instala el radiador (DT_1, DT_2) **ML73/38** con las siguientes características:

Altura	38 mm
Anchura	12,8 mm
Longitud	35 mm
Resistencia térmica	10,4 $^{\circ}\text{C/W}$



Figura 2.28: Disipador térmico para los MOSFET

tiene una $R = 10,4 \text{ }^{\circ}\text{C/w}$, es suficiente, máxime teniendo en cuenta que ya hemos tomado un coeficiente k de seguridad igual a 0,5 y nos aseguramos de sobra.

La elección del coeficiente k es arbitraria por nuestra parte. Podemos perfectamente elegir $k=1$ pero nos arriesgamos mucho. Es preferible en este caso subir la temperatura ambiente de diseño a 30 ó 35 grados, o incluso más para evitar que se destruya. Tener en cuenta que si el dispositivo está en una caja, como sucede en este diseño la temperatura fácilmente sube a 40 grados y más.

2.2.15.2 Cálculo de disipadores para el regulador de tensión

Vamos a utilizar un regulador de tensión 7805 con encapsulado TO-220 y cuyos datos son los siguientes:

$$T_j = 125 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$R_{jc} = 5 \text{ }^{\circ}\text{C/w}$$

$$R_{cd} = 1.4 \text{ }^{\circ}\text{C/w (separador de mica)}$$

$$T_a = 40 \text{ }^{\circ}\text{C (al estar dentro de una caja)}$$

Cálculo de la potencia que disipa el 7805. La potencia que disipa el regulador es el producto de la V que existe entre la patilla de entrada y salida y la corriente que entrega el regulador como se ha visto anteriormente.

$$w = 210 \text{ mW}$$

$$T = T_j - T_a = w (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})$$

Tenemos que calcular el valor de disipador que necesitamos, R_{da} . Despejamos y ponemos un $k = 0,5$ porque es un diseño normal dentro de una envolvente.

$$R_{da} = \left[\frac{(k \times T_j) - T_a}{w} \right] - R_{jc} - R_{cd} = \left[\frac{(0,5 \times 125) - 40}{0,21} \right] - 5 - 1,4 = 100,74 \text{ }^{\circ}\text{C/w} \quad (2.16)$$

Se instala el radiador (DT₃) **ML73/38** con las siguientes características:

Altura	38 mm
Anchura	12,8 mm
Longitud	35 mm
Resistencia térmica	10,4 $^{\circ}\text{C/W}$



Figura 2.29: Disipador térmico para el regulador de tensión

tiene una $R = 10,4 \text{ }^{\circ}\text{C/w}$, es suficiente, máxime teniendo en cuenta que ya hemos tomado un coeficiente k de seguridad igual a 0,5 y nos aseguramos de sobra.

La elección del coeficiente k es arbitraria por nuestra parte. Podemos perfectamente elegir $k=1$ pero nos arriesgamos mucho. Es preferible en este caso subir la temperatura ambiente de diseño a 30 ó 35 grados, o incluso más para evitar que se destruya.

Nota: Se instala para ambos componentes (MOSFET y regulador de tensión) el mismo radiador porque es adecuado para cada uno de ellos, y para conseguir una buena estética del diseño.

2.2.16 Condensadores de desacoplo

El condensador de desacoplo se utiliza para dar una mayor estabilidad a la hora de alimentar cada uno de los integrados, ya que evitan que existan oscilaciones en la entrada de alimentación del dispositivo. Se coloca en paralelo, lo más próximo que podamos al integrado, entre alimentación y tierra.

Se conecta el pin al que llega la tensión de alimentación (5 V) a tierra a través de un condensador de desacoplo para dejar fijada dicha tensión y además hace que no presenten problemas en las entradas y salidas cercanas.

En este diseño es necesario colocar tres condensadores de desacoplo de valor 1 μ F cada uno.

Condensador de desacoplo 1 (C_{des_1}) instalado entre pin 4 del 555 y tierra.

Condensador de desacoplo 2 (C_{des_2}) instalado entre pin 4 del Flip Flop y tierra.

Condensador de desacoplo 3 (C_{des_3}) instalado entre pin 14 del 7408 y tierra.

2.3 Protección

Se coloca un fusible (F_1) a modo de protección para cortar el suministro cuando se demande una corriente excesiva o anómala. Este está ubicado entre el terminal positivo de entrada al inversor y el interruptor de encendido.

Anteriormente se ha calculado la potencia disipada por el circuito:

$$P_{Disipada} = 9,5 + 18,5 + 0,21 + (2 \times 0,9) = 30,01 \text{ W} \quad (2.17)$$

También sabemos la potencia nominal que se quiere que entregue el inversor:

$$P_{Nominal} = 100 \text{ W}$$

Por tanto la potencia a la entrada será la suma de las dos:

$$P_{Entrada} = P_{Disipada} + P_{Nominal} = 30,01 + 100 = 130,01 \text{ W} \quad (2.18)$$

La corriente de entrada al inversor será:

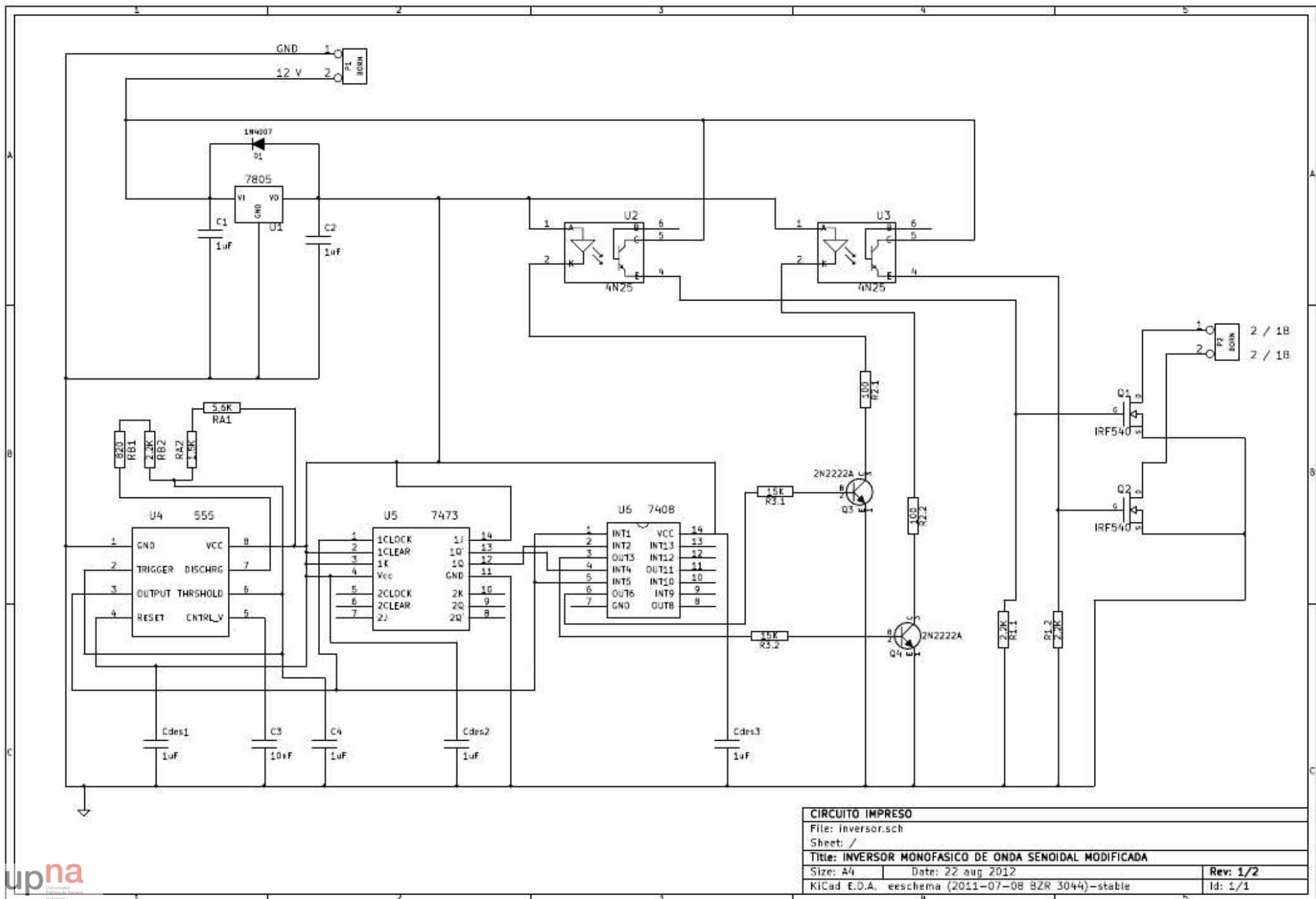
$$I_{Entrada} = \frac{P_{Entrada}}{V_{Entrada}} = \frac{130,01}{12} = 10,83 \text{ A} \quad (2.19)$$

Luego se instala un fusible de 10 A, y así nos aseguramos que el circuito quede totalmente protegido.

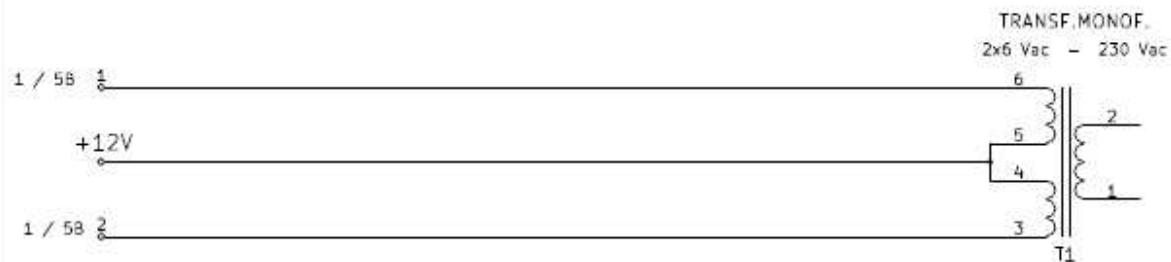
3. PLANOS

3.1 Plano del las conexiones del circuito

3.1.1 Plano de las conexiones del circuito impreso

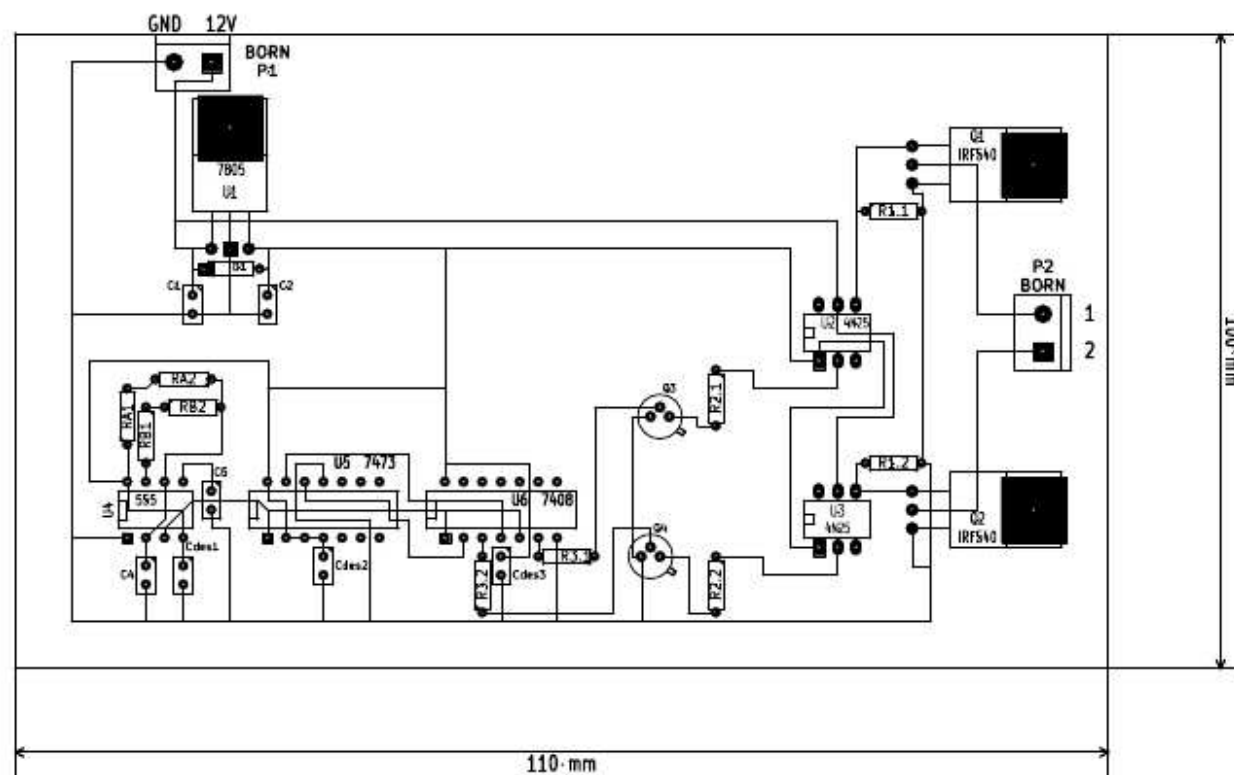


3.1.2 Plano de las conexiones del transformador



TRANSFORMADOR		
File: Inversor.sch		
Sheet: /		
Title: INVERSOR MONOFASICO DE ONDA SENOIDAL MODIFICADA		
Size: A4	Date: 22 aug 2012	Rev: 2/2
KiCad E.D.A. eeschema (2011-07-08 BZR 3044)-stable	Id: 1/1	

3.2 Plano del diseño del circuito impreso



DISENO DEL CIRCUITO IMPRESO

File: inversor.brd

Sheet: 1/1

Title: INVERSOR MONOFASICO DE ONDA SENOIDAL MODIFICADA

Size: A4

Date: 22 aug 2012

Rev:

KiCad E.D.A. pcbnew (2011-07-08 BZR 3044)-stable

Id: 1/1

4. PRESUPUESTO

4.1 Circuito de control

DENOMINACION	CONCEPTO	NUMERO	€/UNIDAD	PRECIO
U1	REGULADOR DE TENSION 7805	1	0,700 €	0,700 €
U2 ,U3	OPTOACOPLADOR 4N25	2	0,400 €	0,800 €
U4	LM 555 TIMER	1	0,800 €	0,800 €
U5	FLIP FLOP 74LS73	1	1,300 €	1,300 €
U6	PUERTAS AND 74LS08	1	0,500 €	0,500 €
Q3 ,Q4	TRANSISTOR 2N2222	2	0,450 €	0,900 €
RB1	REISTENCIA 820 Ω	1	0,030 €	0,030 €
R1.1 ,R1.2 ,RB2	RESISTENCIA 2,2 K Ω	3	0,023 €	0,069 €
R2.1 ,R2.2	RESISTENCIA 100 Ω	2	0,400 €	0,800 €
R3.1 ,R3.2	RESISTENCIA 15 K Ω	2	0,140 €	0,280 €
RA1	RESISTENCIA 5,6 K Ω	1	0,013 €	0,013 €
RA2	RESISTENCIA 1,5 K Ω	1	0,014 €	0,014 €
D1	DIODO 1N4007	1	0,150 €	0,150 €
Cdes1,2,3 ; C1,C2,C4	CONDENSADOR 1 μ F	6	0,030 €	0,180 €
C3	CONDENSADOR 10nF	1	0,040 €	0,040 €
P1 ,P2	REGLETA DE DOS CONECTORES	2	0,250 €	0,500 €
PB	PLACA DE BAQUELITA (160x10)	1	3,500 €	3,500 €
			TOTAL	10,576 €

Tabla 4.1: Presupuesto del circuito de control

4.2 Circuito de potencia

DENOMINACION	CONCEPTO	NUMERO	€/UNIDAD	PRECIO
Q1 ,Q2	MOSFET IRF540	2	1,050 €	2,100 €
T1	TRANSF. MONOF. 2x6 V - 230 V	1	32,730 €	32,730 €
			TOTAL	34,830 €

Tabla 4.2: Presupuesto del circuito de potencia

4.3 Disipadores térmicos y ventilador

DENOMINACION	CONCEPTO	NUMERO	€/UNIDAD	PRECIO
V1	VENTILADOR SUNON 70x70X10 12Vdc	1	5,700 €	5,700 €
DT1 ,DT2 ,DT3	RADIADOR ML73/38	3	1,100 €	3,300 €
TM	TUBO DE MICA	1	2,100 €	2,100 €
			TOTAL	11,100 €

Tabla 4.3: Presupuesto de los disipadores térmicos y el ventilador

4.4 Circuito de protección

DENOMINACION	CONCEPTO	NUMERO	€/UNIDAD	PRECIO
F1	FUSIBLE 10 A	1	0,200 €	0,200 €
B1	BASE PORTAFUSIBLES	1	1,000 €	1,000 €
			TOTAL	1,200 €

Tabla 4.4: Presupuesto del circuito de protección

4.5 Envolvente

DENOMINACION	CONCEPTO	NUMERO	€/UNIDAD	PRECIO
CM	CAJA METALICA SOLBOX Nº 13	1	28,870 €	28,870 €

Tabla 4.5: Presupuesto de la envolvente

4.6 Elementos adicionales

DENOMINACION	CONCEPTO	NUMERO	€/UNIDAD	PRECIO
E1	ENCHUFE	1	3,300 €	3,300 €
I1	INTERRUPTOR	1	2,500 €	2,500 €
B1	BORNA 12 V	2	0,900 €	1,800 €
			TOTAL	7,600 €

Tabla 4.6: Presupuesto de los elementos adicionales

4.7 Recursos humanos

Si se estima un sueldo aproximado de 1,500 €/mes para un ingeniero junior, y teniendo en cuenta que un mes tiene 165 horas hábiles, se obtiene un salario por hora de 9,09 €/hora. Teniendo este salario se puede hacer una aproximación del coste asociado al proyectista. El proyecto se ha dividido en tareas cada una con una duración determinada.

CONCEPTO	NUMERO	€/UNIDAD	PRECIO
Definir estructura del proyecto	40	9,09 €	363,60 €
Diseño y cálculos	50	9,09 €	454,50 €
Implementación y Montaje	70	9,09 €	636,30 €
Experimentación y Mediciones	40	9,09 €	363,60 €
TOTAL			1.818,00 €

Tabla 4.7: Presupuesto de los recursos humanos utilizados

4.8 Presupuesto Final

CONCEPTO	PRECIO
CIRCUITO DE CONTROL	10,576 €
CIRCUITO DE POTENCIA	34,830 €
DISIPADORES TERMICOS Y VENTILADOR	11,100 €
CIRCUITO DE PROTECCIÓN	1,200 €
ENVOLVENTE	28,870 €
ELEMENTOS ADICIONALES	7,600 €
RECURSOS HUMANOS	1.818,00 €
SUB-TOTAL	1.912,176 €
I.V.A. 18 %	344,192 €
TOTAL	2.256,368 €

Tabla 4.8: Presupuesto final

5. ANEXOS

5.1 Ensayos

A continuación se muestran los resultados de ensayos que se han realizado en el laboratorio con diferentes cargas.

Con cada una de las cargas se han tomado dos medidas, en una de ellas midiendo la tensión a la salida del inversor y en la otra midiendo la corriente a la entrada del inversor.

Medida de la tensión a la salida

La medida de tensión se ha llevado a cabo mediante el osciloscopio y un divisor de tensión resistivo a la salida del inversor.

Siendo $R_1 = 33 \text{ K}\Omega$ y $R_2 = 15 \text{ K}\Omega$

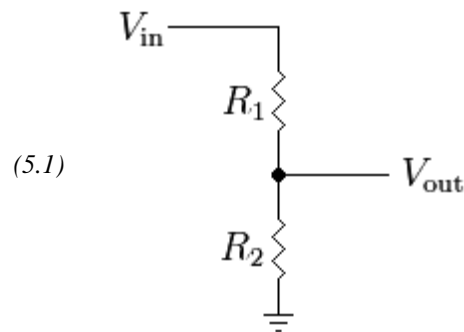


Figura 5.1: Divisor de tensión

La sonda del osciloscopio tiene una atenuación de x10.
 Las divisiones del osciloscopio son de 5 V/div.

Medida de la corriente a la entrada

La medida de corriente se ha llevado a cabo mediante el osciloscopio y una resistencia de $1 \text{ }\Omega$. Esta está ubicada entre el positivo de la batería y la entrada al inversor. Se toma el valor de tensión entre los dos extremos de la resistencia con el osciloscopio, y la corriente que está pasando por ella, será la corriente de entrada al inversor.

$$I_{\text{entrada}} = \frac{V_{\text{osciloscopio}}}{1} \quad (5.2)$$

La sonda del osciloscopio tiene una atenuación de x1.
 Las divisiones del osciloscopio son de 2 V/div.

5.1.1 Carga resistiva



Figura 5.2: Carga resistiva 1

Características:

Carga resistiva 440 Ω

Potencia 125 W

Forma de onda de la tensión a la salida del inversor

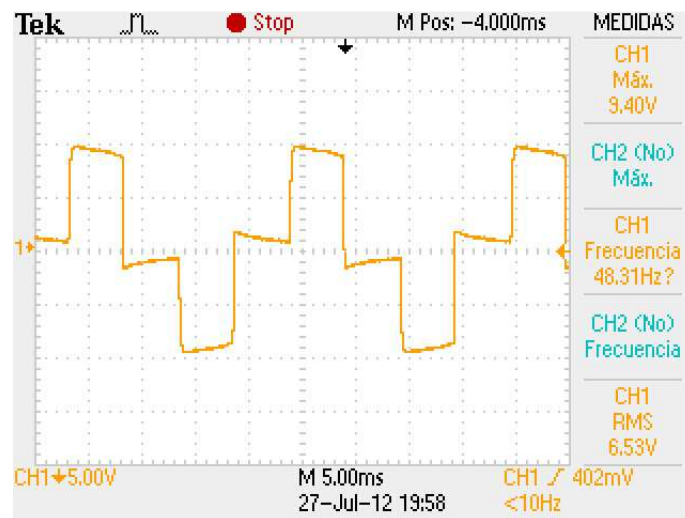


Figura 5.3: Tensión de salida con una carga resistiva 1. Escala de 160 V/div y $T=5\text{ ms/div}$

- Onda senoidal modificada.
- Frecuencia de 50 Hz prácticamente.

Forma de onda de la corriente a la entrada del inversor

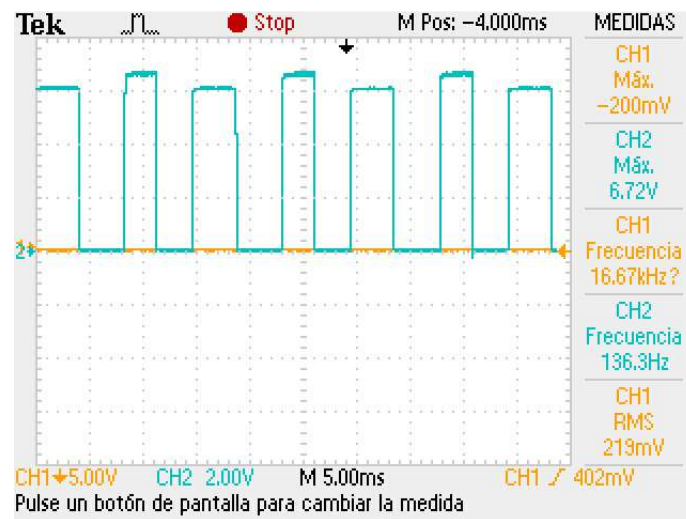


Figura 5.4: Tensión en la resistencia con una carga resistiva 1. Escala de 2 A/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Onda cuadrada.
- Frecuencia de 100 Hz aproximadamente.
- Los pulsos varían ligeramente su amplitud.

Funcionamiento: Correcto

Observaciones: Los resultados son aproximadamente los esperados por los cálculos previos ($V_{RMS} = 226 \text{ V}$ y $F = 50 \text{ Hz}$).

5.1.2 Bombilla



Figura 5.5: Carga resistiva 2

Características:

Carga resistiva

Potencia 40 W

Forma de onda de la tensión a la salida del inversor

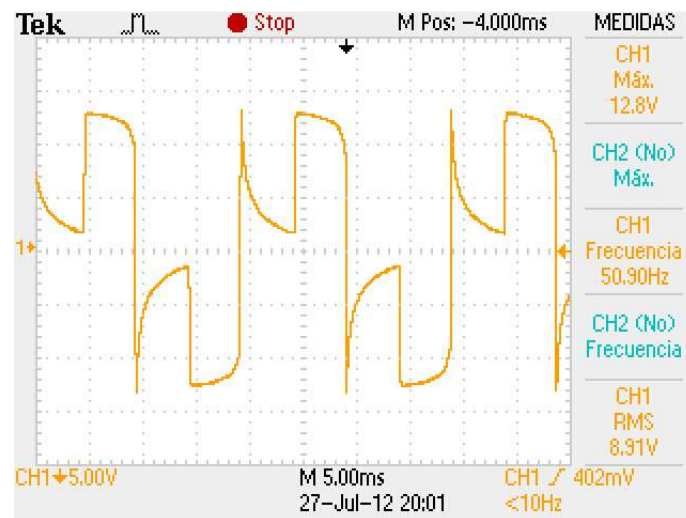


Figura 5.6: Tensión de salida con una carga resistiva 2. Escala de 160 V/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Se asemeja a una forma de onda senoidal modificada (Cuando el valor de tensión tiene que ser 0 V, la tensión tiende a subir o bajar).
- Frecuencia de 50 Hz.

Forma de onda de la corriente a la entrada del inversor

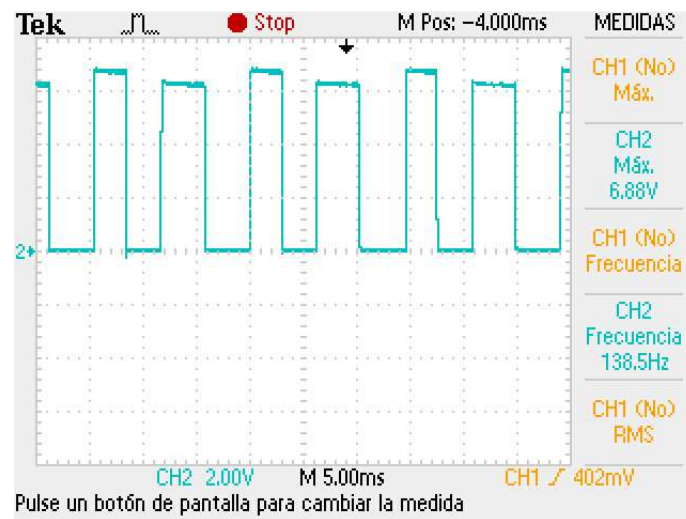


Figura 5.7: Tensión en la resistencia con una carga resistiva 2. Escala de 2 A/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Onda cuadrada.
- Frecuencia de 100 Hz aproximadamente.
- Los pulsos varían ligeramente su amplitud.

Funcionamiento: Correcto.

5.1.3 Bombilla de bajo consumo



Figura 5.8: Carga inductiva

Características:

Carga inductiva

Potencia 20 W

Forma de onda de la tensión a la salida del inversor

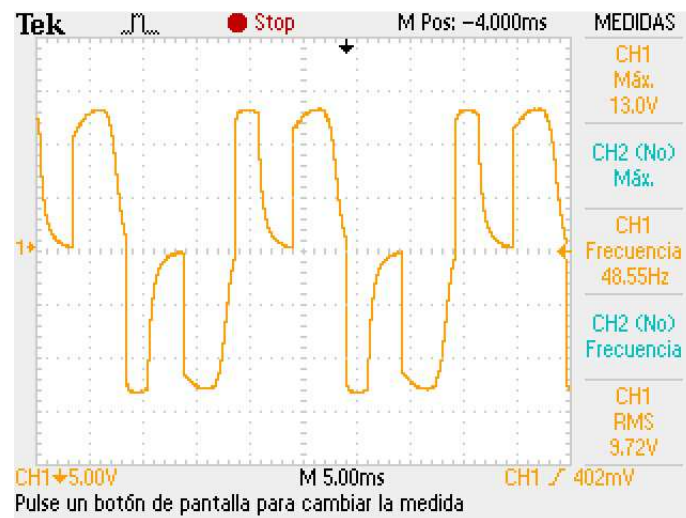


Figura 5.9: Tensión de salida con una carga inductiva. Escala de 160 V/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Se asemeja a una forma de onda senoidal modificada (cuando el valor de tensión tiene que ser 0 V, la tensión tiende a subir o bajar).
- Frecuencia de 50 Hz prácticamente.

Forma de onda de la corriente a la entrada del inversor

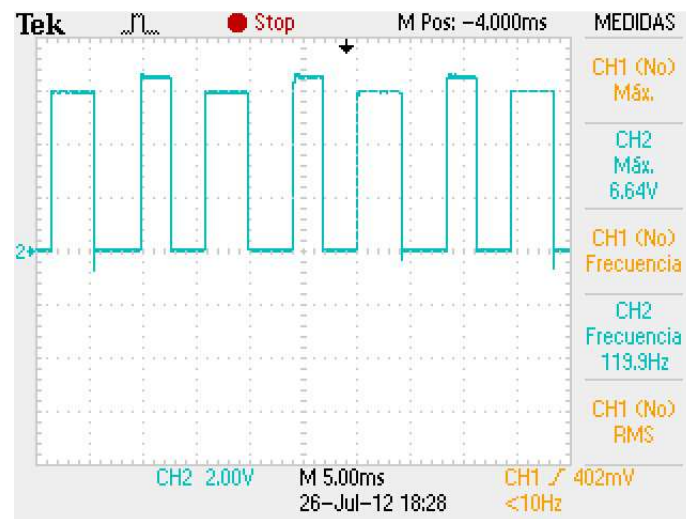


Figura 5.10: Tensión en la resistencia con una carga inductiva. Escala de 2 A/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Onda cuadrada.
- Frecuencia de 100 Hz aproximadamente.
- Los pulsos varían ligeramente su amplitud.

Funcionamiento: Correcto.

5.1.4 Banco de condensadores



Figura 5.11: Carga capacitiva

Características:
Carga Capacitiva
 $7 \mu\text{F}$

Forma de onda de la tensión a la salida del inversor

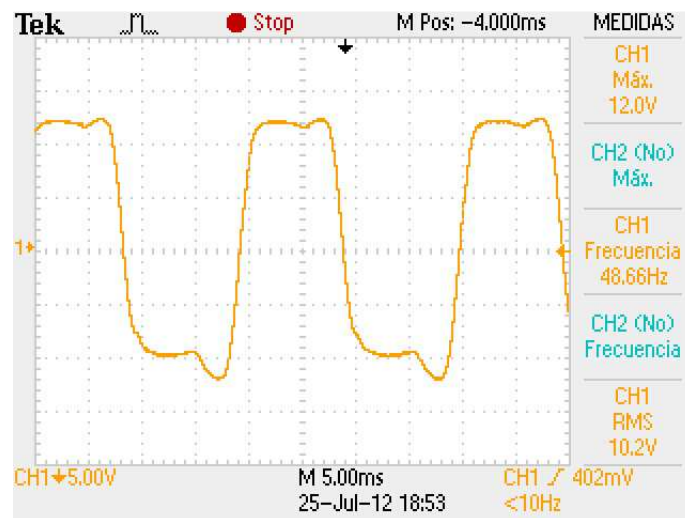


Figura 5.12: Tensión de salida con una carga capacitiva. Escala de 160 V/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Casi es una onda senoidal.
- Frecuencia de 50 Hz prácticamente.

Forma de onda de la corriente a la entrada del inversor

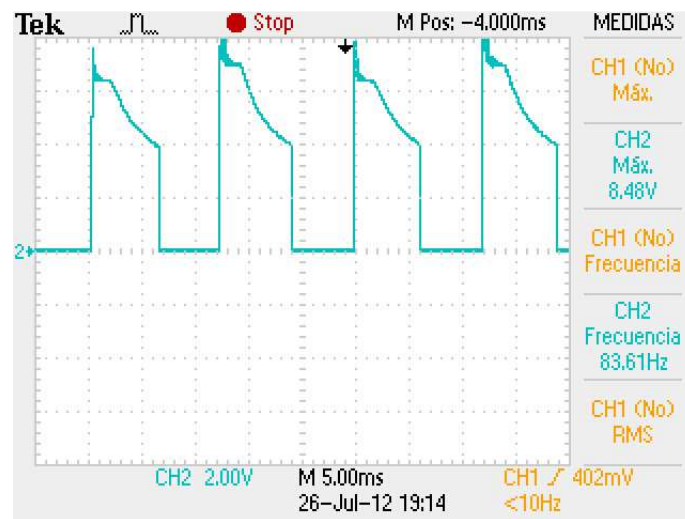


Figura 5.13: Tensión en la resistencia con una carga capacitiva. Escala de 2 A/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Se asemeja a una forma de onda cuadrada (el valor máximo de cada pulso disminuye a lo largo del pulso).
- Frecuencia de 80 Hz aproximadamente.
- Los pulsos varían ligeramente su amplitud.

Funcionamiento: Correcto

5.2 Resultados experimentales

A continuación se muestran los resultados obtenidos al conectar al inversor diferentes dispositivos. Estas cargas como se va a observar a continuación son pequeños dispositivos domésticos que por su potencia pueden ser conectados al inversor.

Las medidas de tensión a la salida y de corriente a la entrada se obtienen utilizando los mismos procedimientos que en el apartado anterior.

5.2.1 Radio – despertador



Figura 5.14: Radio-despertador

Características

Potencia 30 W

Forma de onda de la tensión a la salida del inversor

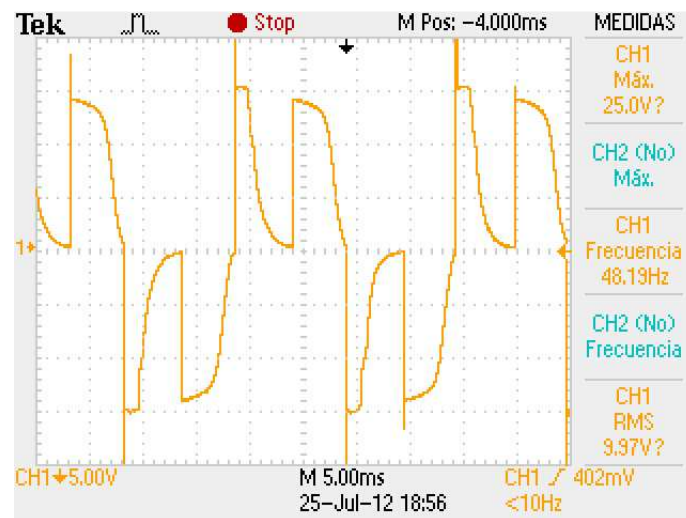


Figura 5.15: Tensión de salida con una radio-despertador. Escala de 160 V/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Casi es una onda senoidal modificada (cuando el valor de tensión tiene que ser 0 V, la tensión tiende a subir o bajar).
- Frecuencia de 50 Hz prácticamente.

Forma de onda de la corriente a la entrada del inversor

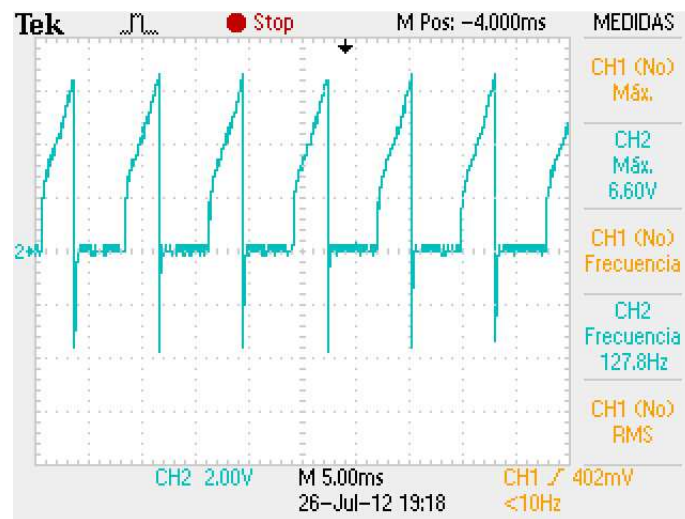


Figura 5.16: Tensión en la resistencia con una carga inductiva. Escala de 2 A/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Se asemeja a una forma de onda cuadrada (el valor máximo de cada pulso aumenta a lo largo del pulso).
- Frecuencia de 125 Hz aproximadamente.

Funcionamiento: Correcto. La radio se escucha bastante bien, aunque aparece un pequeño zumbido de fondo.

5.2.2 Móvil y cargador



Figura 5.17: Móvil y cargador

Características

Potencia 36 W

Forma de onda de la tensión a la salida del inversor

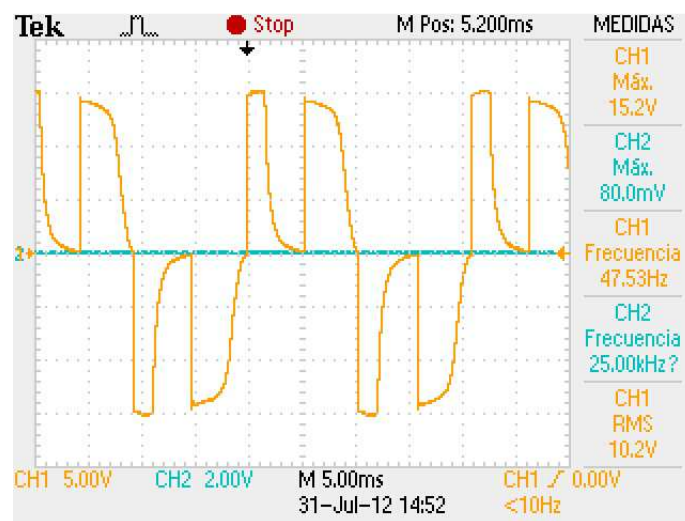


Figura 5.18: Tensión de salida con un móvil y cargador. Escala de 160 V/div y T= 5 ms/div

- Casi es una onda senoidal modificada (cuando el valor de tensión tiene que ser 0 V, la tensión tiende a subir o bajar).
- Frecuencia de 50 Hz prácticamente.

Forma de onda de la corriente a la entrada del inversor

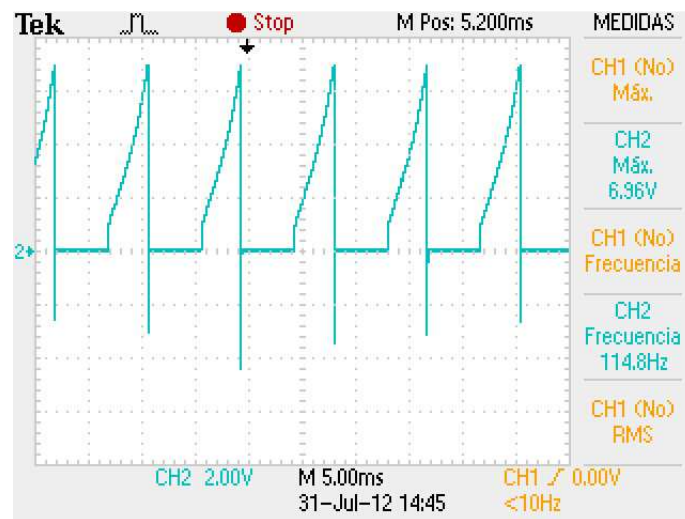


Figura 5.19: Tensión en la resistencia con un móvil y cargador. Escala de 2 A/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Se asemeja a una forma de onda cuadrada (el valor máximo de cada pulso aumenta a lo largo del pulso).
- Frecuencia de 115 Hz aproximadamente.

Funcionamiento: Correcto. El móvil se carga correctamente.

5.2.3 Atornillador y cargador



Figura 5.20: Atornillador y cargador

Características

Potencia 10 W

Forma de onda de la tensión a la salida del inversor

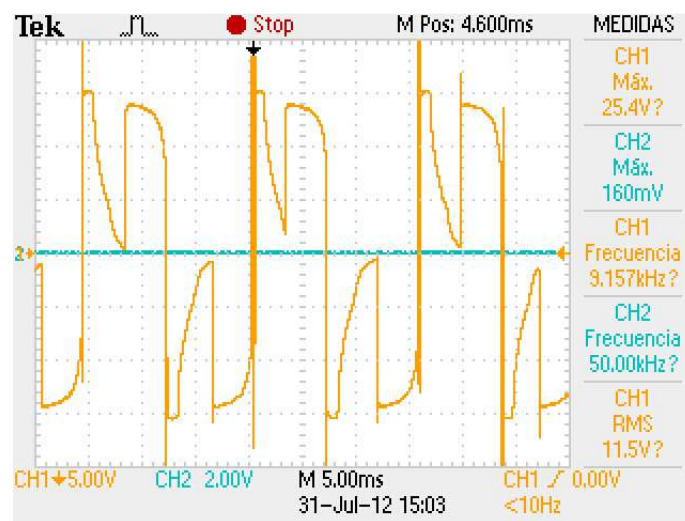


Figura 5.21: Tensión de salida con un atornillador y cargador. Escala de 160 V/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Casi es una onda senoidal modificada (cuando el valor de tensión tiene que ser 0 V, la tensión tiende a subir o bajar).
- Señal de salida bastante distorsionada.
- Frecuencia de 60 Hz prácticamente.

Forma de onda de la corriente a la entrada del inversor

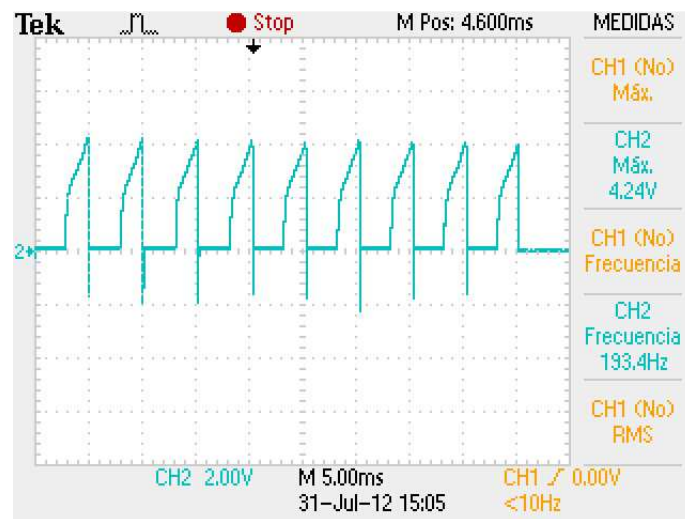


Figura 5.22: Tensión en la resistencia con un atornillador y cargador. Escala de 2 A/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Se asemeja a una forma de onda cuadrada (el valor máximo de cada pulso aumenta a lo largo del pulso).
- Frecuencia de 200 Hz aproximadamente.

Funcionamiento: Correcto.

5.2.4 Nevera



Figura 5.23: Nevera

Características:

Potencia 160 W

Forma de onda de la tensión a la salida del inversor

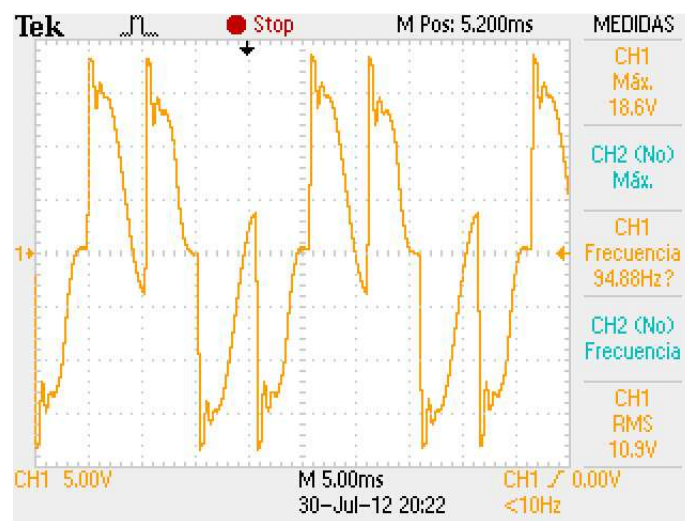


Figura 5.24: Tensión de salida con una nevera. Escala de 160 V/div y $T = 5$ ms/div

- Se puede asemejar a una onda senoidal modificada (el valor de tensión no se mantiene en su paso por cero). Donde debería haber un pulso de onda cuadrada hay dos pulsos idénticos, y la señal no se mantiene en su paso por 0 V.
- Frecuencia de 50 Hz prácticamente.

Forma de onda de la corriente a la entrada del inversor

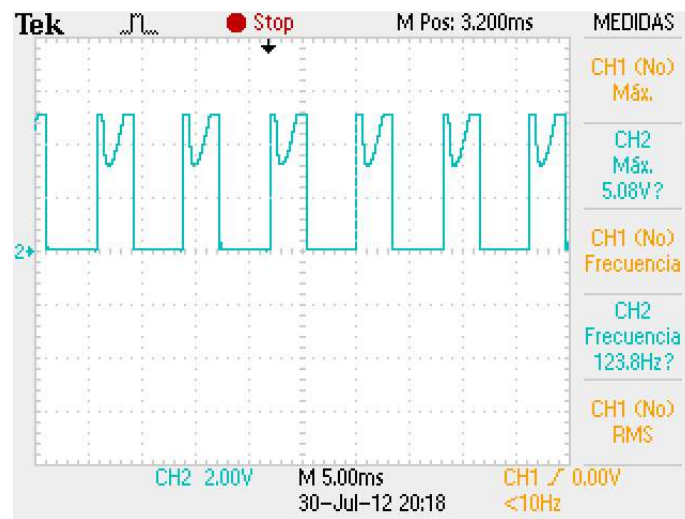


Figura 5.25: Tensión en la resistencia con una nevera. Escala de 2 A/div y $T = 5 \text{ ms/div}$

- Se asemeja a una forma de onda cuadrada (el valor máximo de cada pulso decrece y crece a lo largo del pulso).
- Frecuencia de 125 Hz aproximadamente.

Funcionamiento: Correcto (prueba de pocos segundos)

Nota: esta carga demanda más potencia de la que se quiere que sea suministrada por el inversor, por tanto no se debe conectar a él. Se ha conectado al inversor ya que es interesante comprobar que puede funcionar con este elemento.

5.3 Conclusiones

Según las pruebas y ensayos realizados se puede observar que con cargas resistivas se mantiene una tensión de salida de $230 V_{RMS}$ aproximadamente, y la frecuencia de salida es de 50 Hz aproximadamente. Siendo la señal de salida muy cercana a una onda senoidal modificada.

Con cargas inductivas la tensión de salida toma valores de tensión superiores, y la frecuencia de salida es de 50 Hz aproximadamente. Cuando debería ser 0 V, crece o disminuye la tensión hasta el valor máximo o mínimo de la onda senoidal modificada. La forma de onda no se parece tanto a una onda senoidal modificada.


Con cargas capacitivas la tensión de salida también toma valores de tensión superiores. La frecuencia de la corriente a la entrada es superior a 50 Hz. La forma de onda a la salida es bastante parecida a una onda cuadrada.

Probando con diferentes dispositivos comprobamos que funcionan correctamente cuando son conectados al inversor durante algunos minutos.

Con todos se tiene una tensión a la salida superior a $230 V_{RMS}$. Con los dispositivos más “sencillos” como el radio-despertador, el móvil... Se tienen frecuencias de salida cercanas a 50 Hz, siendo las formas de ondas muy parecidas a la de la carga inductiva (bombilla de bajo consumo). La corriente a la entrada se asemeja a una forma de onda cuadrada, y el valor máximo de cada pulso tiene un crecimiento lineal a lo largo del pulso.

6. HOJAS DE CARACTERISTICAS

6.1 Integrado 555



LM555
Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200mA or drive TTL circuits.

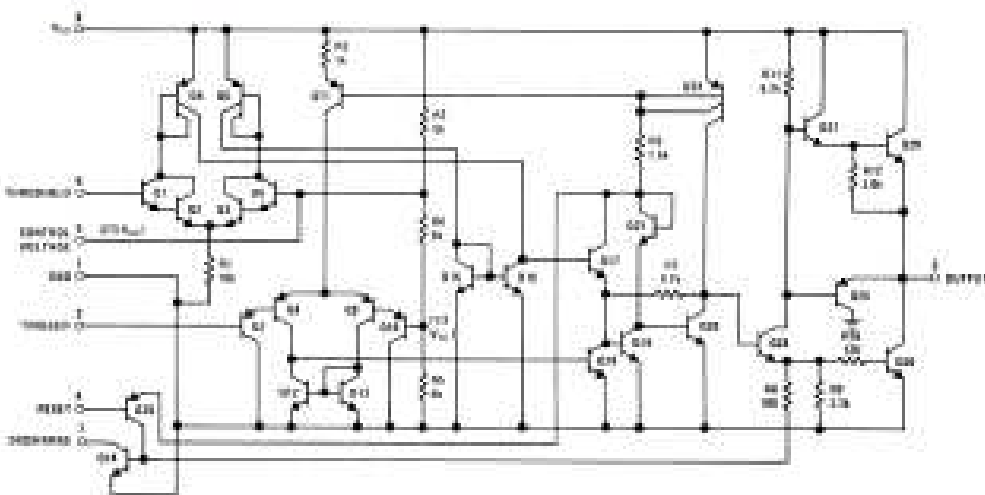
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output
- Available in 8-pin MSOP package

Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

Schematic Diagram

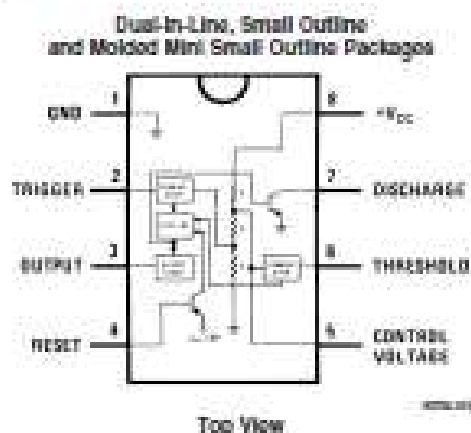


LM555 Timer

© 2006 National Semiconductor Corporation DS0007851

www.national.com

Connection Diagram



Ordering Information

Package	Part Number	Package Marking	Media Transport	NSC Drawing
8-Pin SOIC	LM555CM	LM555CM	Reels	MOBA
	LM555CMX	LM555CM	2.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MSOP	LM555CMM	Z55	1k Units Tape and Reel	MLA0BA
	LM555CMMX	Z55	2.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MDIP	LM555CN	LM555CN	Reels	NOSE

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 3)	
LM555CM, LM555CN	1180 mW
LM555CMM	619 mW
Operating Temperature Range	
LM555C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Packages (SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to +15V, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		16	V
Supply Current	$V_{CC} = 5V, R_L = \infty$ $V_{CC} = 15V, R_L = \infty$ (Low State) (Note 4)		3 10	6 15	mA
Timing Error, Monostable					%
Initial Accuracy			1		%
Drift with Temperature	$R_A = 1k$ to 100k Ω , $C = 0.1\mu F$, (Note 5)		50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5		%
Drift with Supply			0.1		%/V
Timing Error, Astable					%
Initial Accuracy			2.25		%
Drift with Temperature	$R_A, R_B = 1k$ to 100k Ω , $C = 0.1\mu F$, (Note 5)		150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			3.0		%
Drift with Supply			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667		$\times V_{CC}$
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15V$		5		V
	$V_{CC} = 5V$		1.67		V
Trigger Current			0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 6)		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15V$	9	10	11	V
	$V_{CC} = 5V$	2.6	3.33	4	V
Pin 7 Leakage Output High			1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 7)					
Output Low	$V_{CC} = 15V, I_O = 15mA$		180		mV
Output Low	$V_{CC} = 4.5V, I_O = 4.5mA$		80	200	mV

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 3)	
LM555CM, LM555CN	1180 mW
LM555CMM	619 mW
Operating Temperature Range	
LM555C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Packages (SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to +15V, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		18	V
Supply Current	$V_{CC} = 5V, R_L = \infty$ $V_{CC} = 15V, R_L = \infty$ (Low State) (Note 4)		3 10	6 15	mA
Timing Error, Monostable					%
Initial Accuracy			1		%
Drift with Temperature	$R_A = 1k$ to $100k\Omega$, $C = 0.1\mu F$, (Note 5)		50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5		%
Drift with Supply			0.1		%/V
Timing Error, Astable					%
Initial Accuracy			2.25		%
Drift with Temperature	$R_A, R_B = 1k$ to $100k\Omega$, $C = 0.1\mu F$, (Note 5)		150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			3.0		%
Drift with Supply			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667		$\times V_{CC}$
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15V$		5		V
	$V_{CC} = 5V$		1.67		V
Trigger Current			0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 6)		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15V$	9	10	11	V
	$V_{CC} = 5V$	2.6	3.33	4	V
Pin 7 Leakage Output High			1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 7)					
Output Low	$V_{CC} = 15V, I_O = 15mA$		180		mV
Output Low	$V_{CC} = 4.5V, I_O = 4.5mA$		80	200	mV

Electrical Characteristics (Notes 1, 2) (Continued)
($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15V$				
	$I_{load} = 10mA$		0.1	0.25	V
	$I_{load} = 50mA$		0.4	0.75	V
	$I_{load} = 100mA$		0	2.5	V
	$I_{load} = 200mA$		2.5		V
	$V_{CC} = 5V$				
	$I_{load} = 5mA$		0.25	0.35	V
Output Voltage Drop (High)	$I_{load} = 200mA, V_{CC} = 15V$		12.5		V
	$I_{load} = 100mA, V_{CC} = 15V$	12.75	13.3		V
	$V_{CC} = 5V$	2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100		ns
Fall Time of Output			100		ns

Note 1: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given; however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 3: For operating at elevated temperatures the device must be derated above 25°C based on a $+100^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of 106°C/W (DIP), 170°C/W (SO-8), and 204°C/W (MSOP) junction to ambient.

Note 4: Supply current when output high typically 1mA less at $V_{CC} = 5\text{V}$.

Note 5: Triplet at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 10\text{V}$.

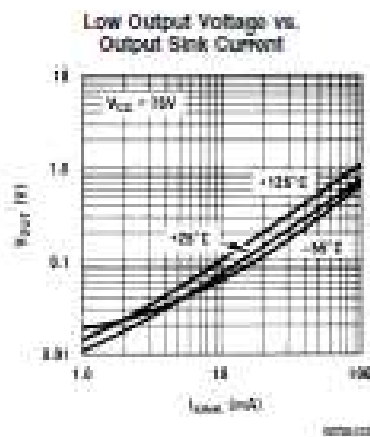
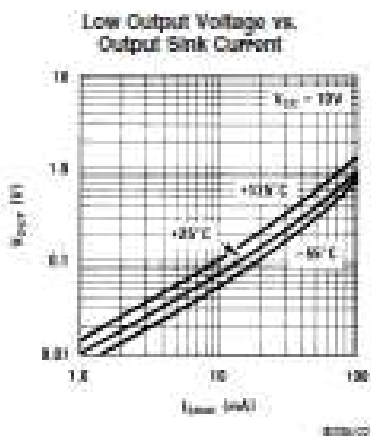
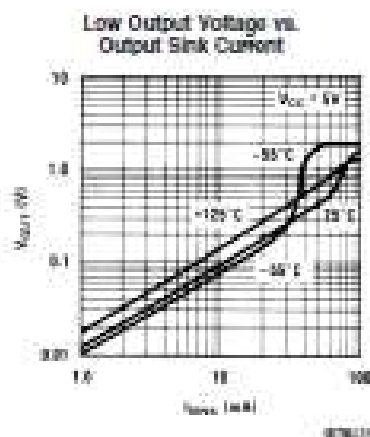
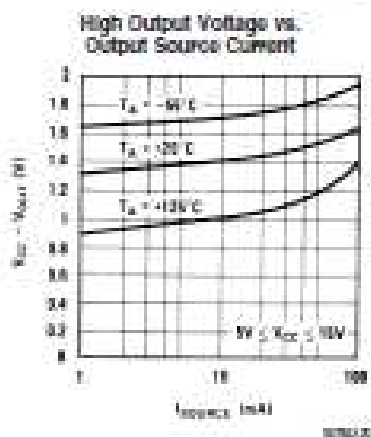
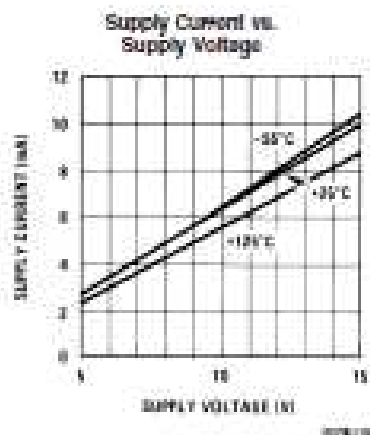
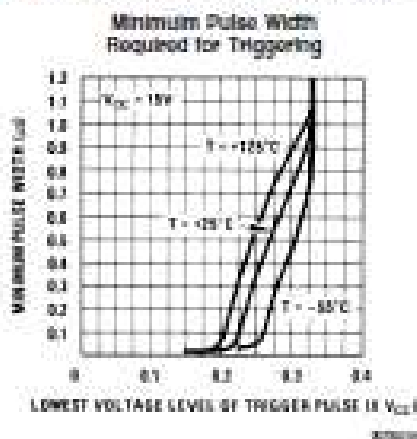
Note 6: This will determine the maximum value of $I_{LH} + I_{LH}$ for 15V operation. The maximum total ($I_{LH} + I_{LH}$) is 20mA .

Note 7: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Note 8: Refer to THTS200X drawing of military LM555 and LM555C versions for specifications.

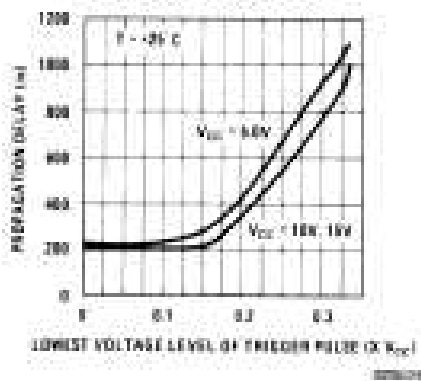
Typical Performance Characteristics

LM555

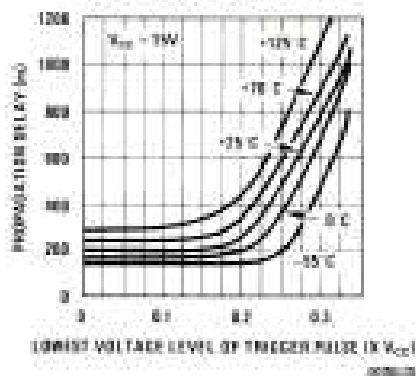


Typical Performance Characteristics (Continued)

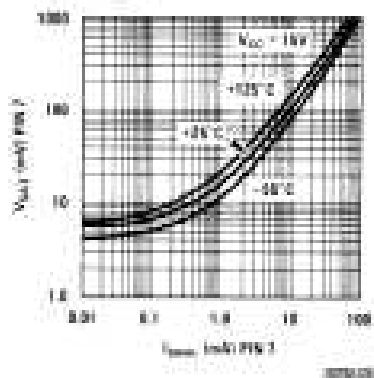
Output Propagation Delay vs.
Voltage Level of Trigger Pulse



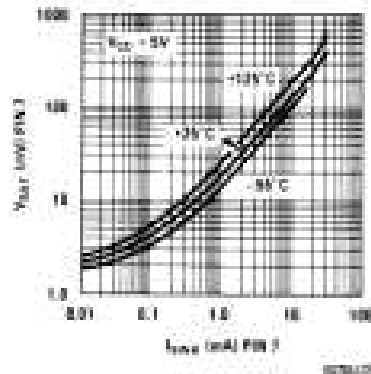
Output Propagation Delay vs.
Voltage Level of Trigger Pulse



Discharge Transistor (Pin 7)
Voltage vs. Sink Current



Discharge Transistor (Pin 7)
Voltage vs. Sink Current



Applications Information

MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than $1/3 V_{CC}$ to pin 2, the flip-flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

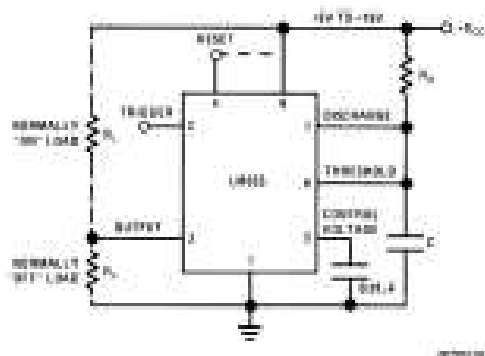


FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of $t = 1.1 R_6 C$, at the end of which time the voltage equals $2/3 V_{CC}$. The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.

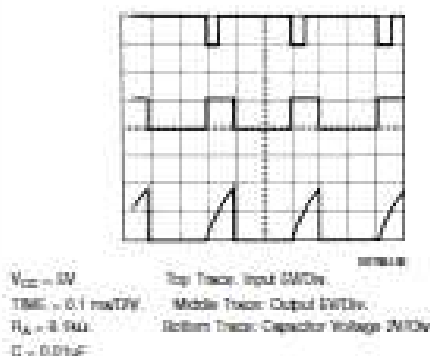


FIGURE 2. Monostable Waveforms

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not affect the circuit so long as the trigger input is returned high at least $10\mu s$ before the end of the timing interval. However the circuit can be reset

during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to V_{CC} to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of R , C values for various time delays.

NOTE: In monostable operation, the trigger should be driven high before the end of timing cycle.

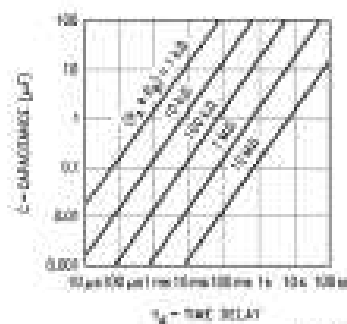


FIGURE 3. Time Delay

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a multivibrator. The external capacitor charges through $R_4 + R_6$ and discharges through R_6 . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

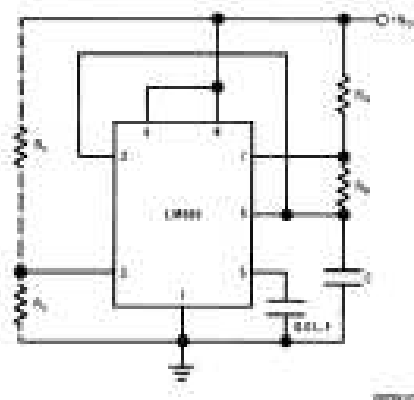
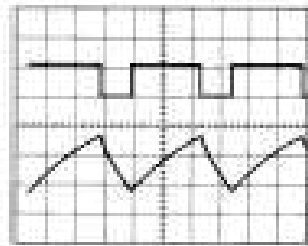


FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Applications Information (Continued)

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation.



$V_{CC} = 5V$
 $TIME = 20\mu s/DIV$
 $R_A = 3.3k\Omega$
 $R_B = 3k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

Top Trace: Output PWM.
 Bottom Trace: Capacitor Voltage Vc.

FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by:

$$t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$$

And the discharge time (output low) by:

$$t_2 = 0.693 (R_B) C$$

Thus the total period is:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

The frequency of oscillation is:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is:

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

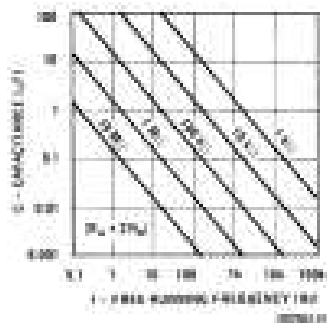
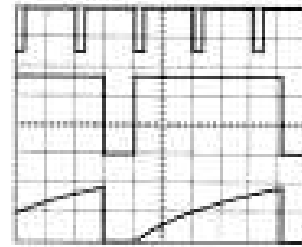


FIGURE 6. Free Running Frequency

FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of Figure 1 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.



$V_{CC} = 5V$
 $TIME = 20\mu s/DIV$
 $R_A = 5.1k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

Top Trace: Input PWM.
 Middle Trace: Output PWM.
 Bottom Trace: Capacitor Voltage Vc.

FIGURE 7. Frequency Divider

PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.

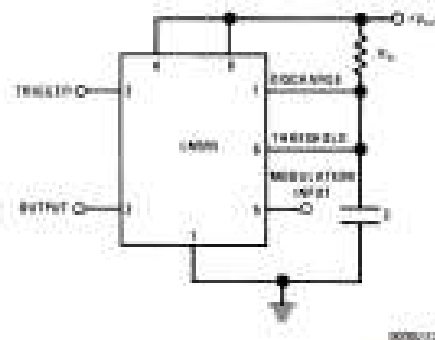
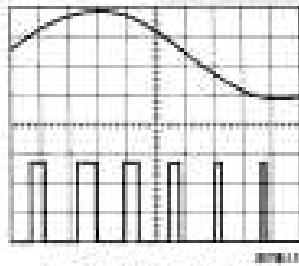


FIGURE 8. Pulse Width Modulator

Applications Information (Continued)



Top Trace: Modulation 1V/Div.
TIME = 0.2 ms/DIV. Bottom Trace: Output Voltage 2V/Div.
 $V_{CC} = 1V$
 $R_A = 9.1k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

FIGURE 9. Pulse Width Modulator

PULSE POSITION MODULATOR

This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal.

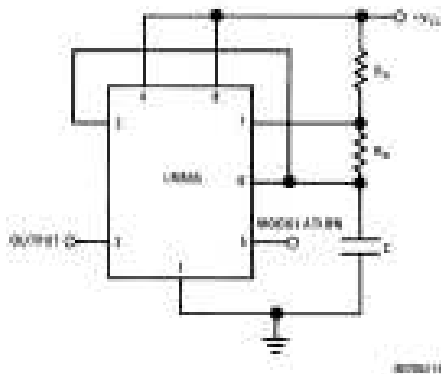
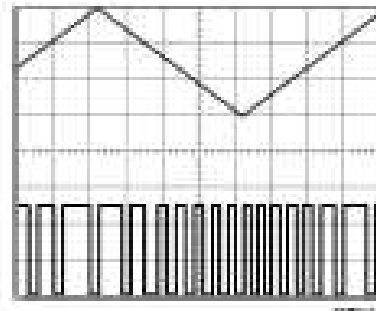


FIGURE 10. Pulse Position Modulator



Top Trace: Modulation Input 1V/Div.
TIME = 0.1 ms/DIV. Bottom Trace: Output 2V/Div.
 $V_{CC} = 5V$
TIME = 0.1 ms/DIV
 $R_A = 3.9k\Omega$
 $R_B = 39k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.

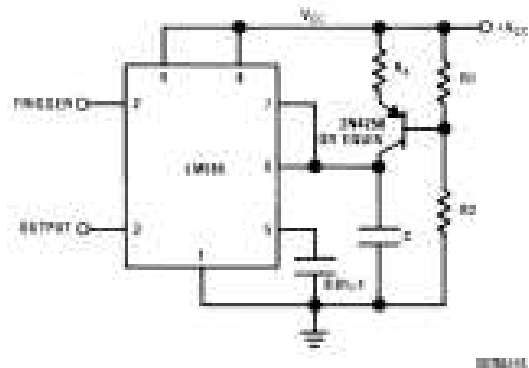


FIGURE 12.

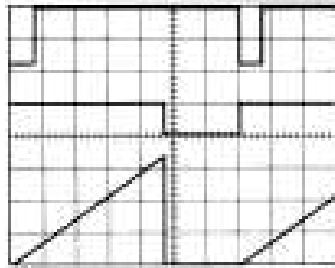
Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp. The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_2 (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$$V_{BE} = 0.6V$$

$$V_{BE} = 0.6V$$

Applications Information (Continued)



$V_{CC} = 10\text{V}$
TIME = 20 $\mu\text{s}/\text{DIV}$
 $R_A = 67\text{k}\Omega$
 $R_B = 100\text{k}\Omega$
 $R_1 = 2.7\text{k}\Omega$
 $C = 0.01\text{ }\mu\text{F}$

Top Trace: Input 2V/div
Middle Trace: Output 0.5V/div
Bottom Trace: Capacitor Voltage 1V/div

FIGURE 13. Linear Ramp

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle, the resistors R_A and R_B may be connected as in Figure 14. The time period for the output high is the same as previous, $t_1 = 0.693 R_A C$. For the output low it is $t_2 =$

$$\left[(R_A R_B) / (R_A + R_B) \right] C \ln \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

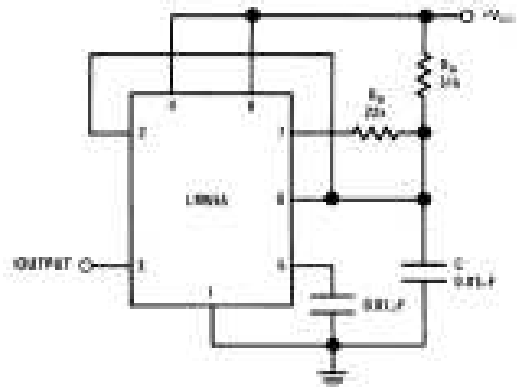


FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{CC}$ and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is $0.1\text{ }\mu\text{F}$ in parallel with $1\text{ }\mu\text{F}$ electrolytic.

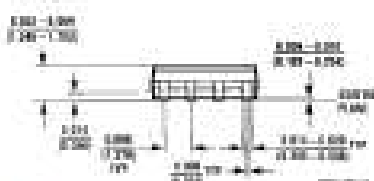
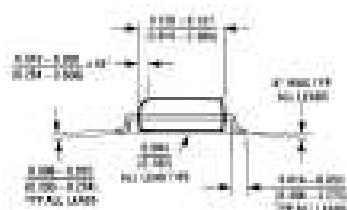
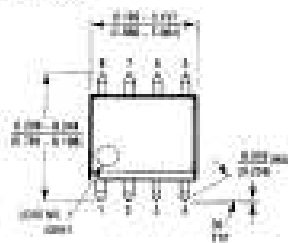
Lower comparator storage time can be as long as $10\text{ }\mu\text{s}$ when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to $10\text{ }\mu\text{s}$ minimum.

Delay time reset to output is $0.47\text{ }\mu\text{s}$ typical. Minimum reset pulse width must be $0.3\text{ }\mu\text{s}$, typical.

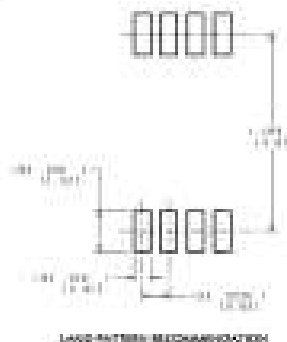
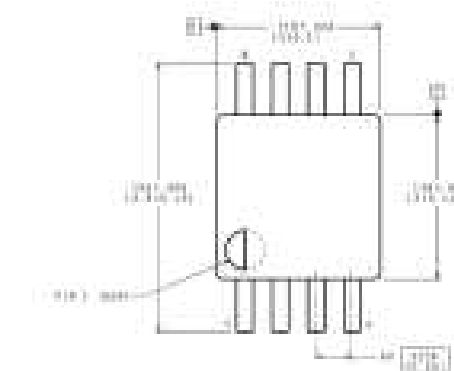
Pin 7 current switches within 30 ns of the output (pin 3) voltage.

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted

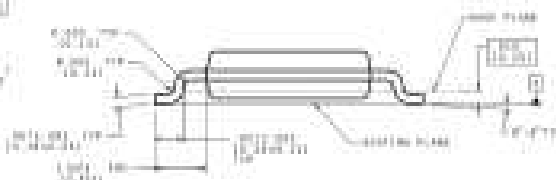
LM555



Small Outline Package (M)
NS Package Number M08A



LAND-ATTACH MECHANIZATION

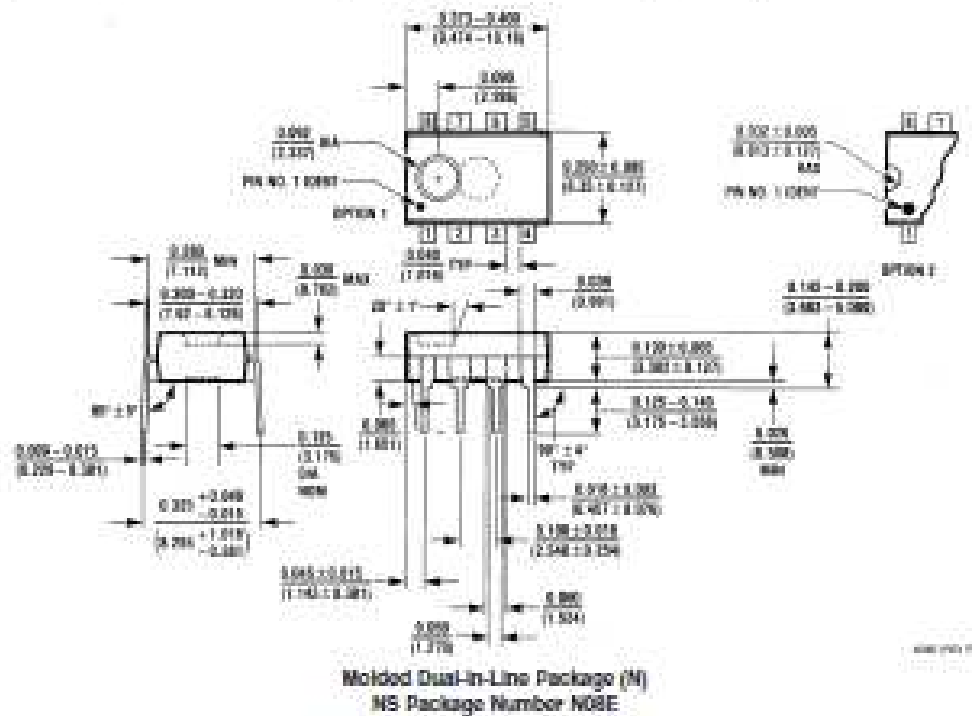


CONTROLLING DIMENSIONS IN INCH
VALUES IN 0.001 MILLIMETERS

MUA08A (Rev. B)

8-Lead (0.118" Wide) Molded Mini Small Outline Package
NS Package Number MUA08A

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

For the most current product information visit us at www.national.com.

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

- Life support devices or systems are devices or systems which: (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
- A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

BANNED SUBSTANCE COMPLIANCE

National Semiconductor follows the provisions of the Product Stewardship Guide for Customers (OSP-S-1110P) and Banned Substances and Materials of Interest Specification (OSP-S-1110P) for regulatory environmental compliance. Details may be found at: www.national.com/quality/green.

Listed free products are RoHS compliant.



National Semiconductor
Americas Customer
Support Center
Email: naa.support@nsc.com
Tel: 1-800-272-6766

www.national.com

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
Fax: +44 (0) 1865 200 800
Email: europa.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9550 3000
English Tel: +44 (0) 1865 200 800
Finnish Tel: +358 (0) 9 251 2100

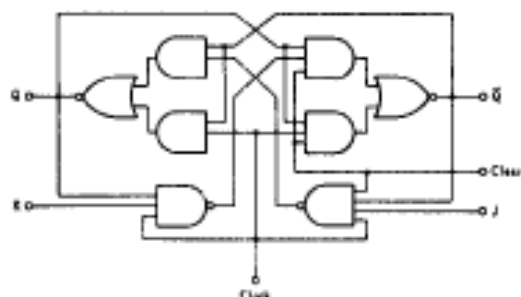
National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Support Center
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Customer Support Center
Fax: 03-5561-9100
Email: jap.support@nsc.com
Tel: 03-5561-9100

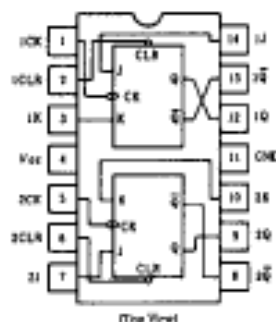
6.2 Flip Flop

HD74LS73A • Dual J-K Flip-Flops (with Clear)

■ **BLOCK DIAGRAM**($\frac{1}{2}$)



■ PIN ARRANGEMENT



■FUNCTION TABLE

Inputs				Outputs	
Clear	Clock	J	K	Q	\bar{Q}
L	x	x	x	L	H
H	↓	L	L	Q_0	\bar{Q}_0
H	↓	H	L	H	L
H	↓	L	H	L	H
H	↓	H	H	Toggle	
H	H	x	x	Q_0	\bar{Q}_0

Notes: H: high level, L: low level, X: irrelevant

#: transition from high to low level

Q_0 : level of Q before the indicated steady-state input conditions were established.

\bar{Q}_s : complement of $\bar{Q}0$ or level of Q before the indicated steady-state input conditions were established.

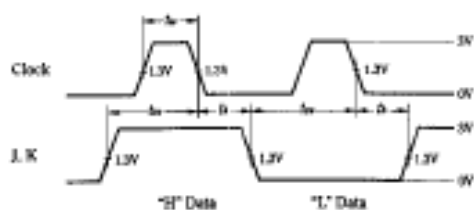
Toggle: each output changes to the complement of its previous level on each active transition indicated by 1.

■ RECOMMENDED OPERATING CONDITION

Item		Symbol	min	typ	max	Unit
Clock frequency		f_{clock}	0	—	30	MHz
Pulse width	Clock High	t_{Hc}	20	—	—	ns
	Clock Low	t_{Lc}	25	—	—	ns
Setup time	"H" Data	t_{suH}	201	—	—	ns
	"L" Data	t_{suL}	201	—	—	ns
Hold time		t_{Hd}	01	—	—	ns

Note) 1: The arrow indicates the falling edge.

■TIMING DEFINITION



HD74LS73A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = -20 - +75^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Test Conditions	min	typ*	max	Unit
Input voltage	V_{IH}		2.0	—	—	V
	V_{IL}		—	—	0.8	V
Output voltage	V_{OH}	$V_{CC}=4.75\text{V}$, $V_{IH}=2\text{V}$, $V_{OL}=0.8\text{V}$, $I_{OH}=-400\mu\text{A}$	2.7	—	—	V
	V_{OL}	$V_{CC}=4.75\text{V}$, $V_{IH}=2\text{V}$	—	—	0.5	V
		$V_{OL}=0.8\text{V}$	—	—	0.4	V
Input current	J, K	$V_{CC}=5.25\text{V}$, $V_I=2.7\text{V}$	—	—	80	μA
	Clear		—	—	60	
	Clock		—	—	80	
	J, K	$V_{CC}=5.25\text{V}$, $V_I=0.4\text{V}$	—	—	-0.4	mA
	Clear		—	—	-0.8	
	Clock		—	—	-0.8	
	J, K	$V_{CC}=5.25\text{V}$, $V_I=2\text{V}$	—	—	0.1	mA
	Clear		—	—	0.3	
	Clock		—	—	0.4	
Short-circuit output current	I_{OS}	$V_{CC}=5.25\text{V}$	-20	—	-100	mA
Supply current **	I_{CC}	$V_{CC}=5.25\text{V}$	—	4	6	mA
Input clamp voltage	V_{IS}	$V_{CC}=4.75\text{V}$, $I_{IS}=-18\text{mA}$	—	—	-1.5	V

* $V_{CC}=5\text{V}$, $T_a=25^\circ\text{C}$

** With all outputs open, I_{CC} is measured with the Q and \bar{Q} outputs high in turn. At the time of measurement, the clock input is grounded.

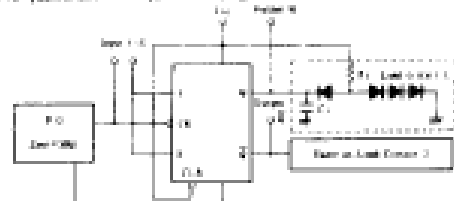
SWITCHING CHARACTERISTICS ($V_{CC}=5\text{V}$, $T_a=25^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Inputs	Outputs	Test Conditions	min	typ	max	Unit
Maximum clock frequency	f_{clk}			$C_L=15\text{pF}$, $R_L=2k\Omega$	30	45	—	MHz
Propagation delay time	t_{PLH}	Clear	Q, \bar{Q}		—	15	20	ns
	t_{PHL}	Clock	Q, \bar{Q}		—	15	20	ns

TESTING METHOD

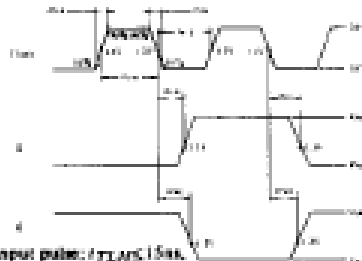
1) Test Circuit

1.1) f_{max} , t_{PLH} , t_{PHL} (Clock \rightarrow Q, \bar{Q})



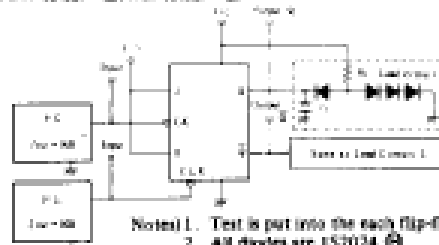
- Notes) 1. Test is put into the each flip-flop.
2. All diodes are 1S1074 (S).
3. C_L includes probe and jig capacitance.

Waveform



Note) Clock input pulse: $t_{PLH}=15\text{ns}$,
 $t_{PHL}=20\text{ns}$, $ARR=1\text{MHz}$, $duty$
cycle=50% and: for f_{max} ,
 $t_{PLH}=17\text{ns}$, $t_{PHL}=23\text{ns}$.

1.2) t_{PLH} (Clear \rightarrow Q, \bar{Q}), t_{PHL} (Clear \rightarrow Q, \bar{Q})



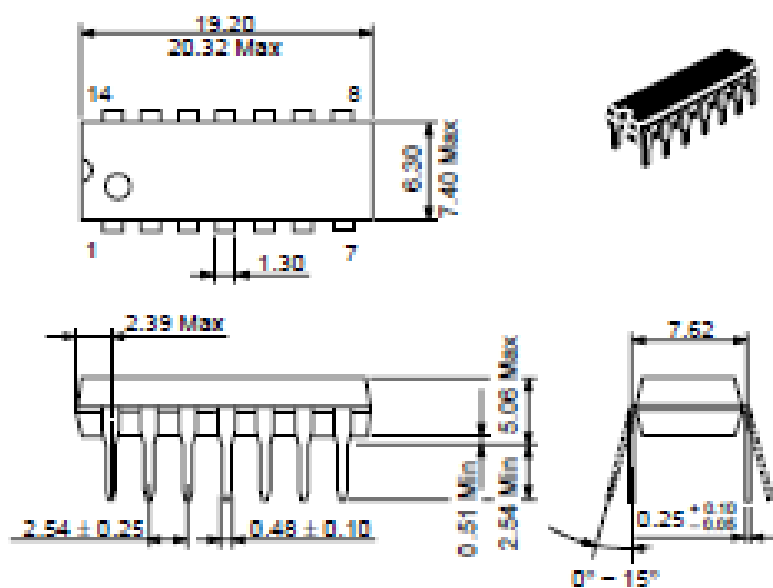
- Notes) 1. Test is put into the each flip-flop.
2. All diodes are 1S1074 (S).
3. C_L includes probe and jig capacitance.

Waveform



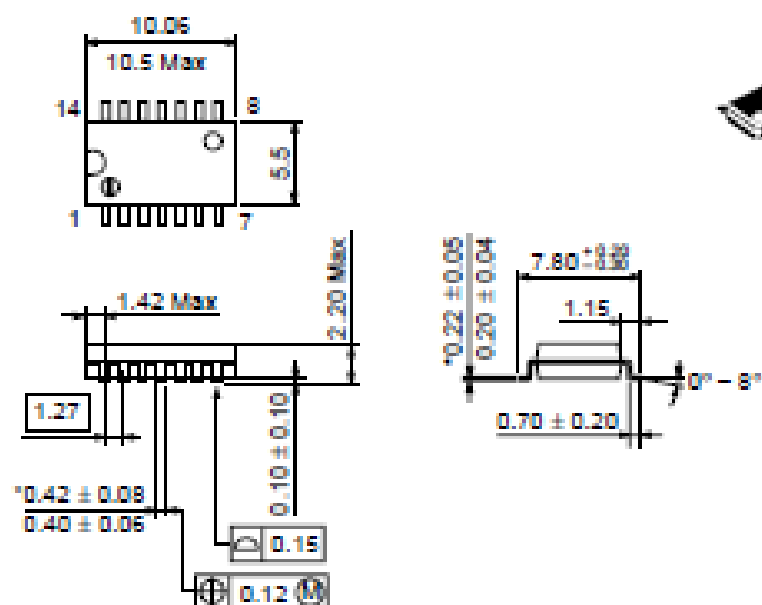
Note) Clear and clock input pulse:
 $t_{PLH}=15\text{ns}$, $t_{PHL}=20\text{ns}$,
 $ARR=1\text{MHz}$.

UNIT: mm



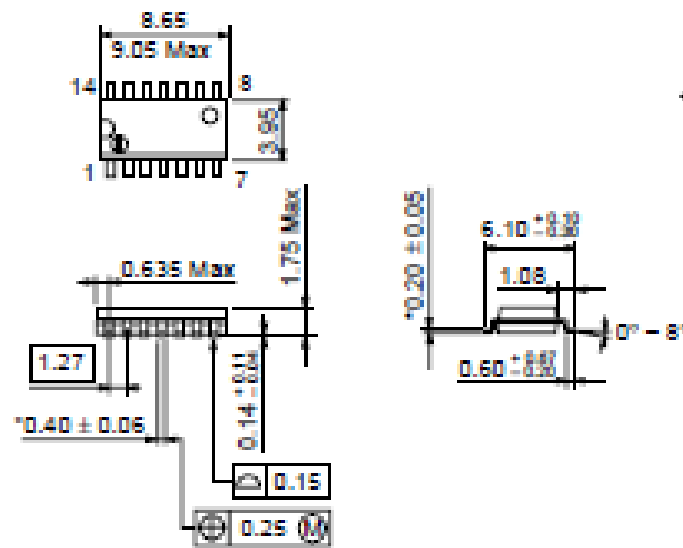
Hitachi Code	DP-14
JEDEC	Conforms
EIAJ	Conforms
Weight (reference value)	0.97 g

UNIT: mm



Dimension including the plating thickness
Base material dimension

Hitachi Code	FP-14DA
JEDEC	—
EIAJ	Conforms
Weight (reference value)	0.23 g



"Pd plating

Hitachi Code	FP-140N
JEDEC	Conforms
EIAJ	Conforms
Weight (reference value)	0.13 g

Cautions

1. Hitachi neither warrants nor grants licenses of any rights of Hitachi's or any third party's patent, copyright, trademark, or other intellectual property rights for information contained in this document. Hitachi bears no responsibility for problems that may arise with third party's rights, including intellectual property rights, in connection with use of the information contained in this document.
2. Products and product specifications may be subject to change without notice. Confirm that you have received the latest product standards or specifications before final design, purchase or use.
3. Hitachi makes every attempt to ensure that its products are of high quality and reliability. However, contact Hitachi's sales office before using the product in an application that demands especially high quality and reliability or where its failure or malfunction may directly threaten human life or cause risk of bodily injury, such as aerospace, aeronautics, nuclear power, combustion control, transportation, traffic, safety equipment or medical equipment for life support.
4. Design your application so that the product is used within the ranges guaranteed by Hitachi particularly for maximum rating, operating supply voltage range, heat radiation characteristics, installation conditions and other characteristics. Hitachi bears no responsibility for failure or damage when used beyond the guaranteed ranges. Even within the guaranteed ranges, consider normally foreseeable failure rates or failure modes in semiconductor devices and employ systemic measures such as fail-safes, so that the equipment incorporating Hitachi product does not cause bodily injury, fire or other consequential damage due to operation of the Hitachi product.
5. This product is not designed to be radiation resistant.
6. No one is permitted to reproduce or duplicate, in any form, the whole or part of this document without written approval from Hitachi.
7. Contact Hitachi's sales office for any questions regarding this document or Hitachi semiconductor products.

HITACHI

Hitachi, Ltd.

Semiconductor & Integrated Circuits

Nippon Bldg., 2-6-2, Ohta-machi, Chiyoda-ku, Tokyo 100-0004, Japan
Tel: Tokyo (03) 5270-2111 Fax: (03) 5270-8109

URL	North America	:	http://semiconductor.hitachi.com/
	Europe	:	http://www.hitachi-eu.com/hel/ecg
	Asia (Singapore)	:	http://www.hsc.hitachi.com.sg/grp3/sicd/index.htm
	Asia (Taiwan)	:	http://www.hitachi.com.tw/E/Product/SICD_Frame.htm
	Asia (HongKong)	:	http://www.hitachi.com.hk/eng/bol/grp3/index.htm
	Japan	:	http://www.hitachi.co.jp/Sicd/index.htm

For further information write to:

Hitachi Semiconductor (America) Inc. 179 East Tasman Drive, San Jose, CA 95134 Tel: +1-(408) 433-1880 Fax: +1-(408) 433-0223	Hitachi Europe GmbH Electronic Components Group Donmacher Strasse 3 D-65622 Feldkirchen, Munich Germany Tel: +49 (89) 9 9180-0 Fax: +49 (89) 9 29 30 00 Hitachi Europe Ltd. Electronic Components Group Whitebrook Park Lower Cookham Road Maidenhead Berkshire SLR 6YA, United Kingdom Tel: +44 (1628) 585000 Fax: +44 (1628) 778322	Hitachi Asia Pte. Ltd. 18 Collyer Quay #20-00 Hitachi Tower Singapore 049318 Tel: 535-2100 Fax: 535-1533 Hitachi Asia Ltd. Taipei Branch Office 3F, Hung Kuo Building, No.187, Tun-Hua North Road, Taipei (105) Tel: +886 (2) 2713-3666 Fax: +886 (2) 2713-0180	Hitachi Asia (Hong Kong) Ltd. Group III (Electronic Components) 7/F., North Tower, World Finance Centre, Harbour City, Canton Road, Tsim Sha Tsui, Kowloon, Hong Kong Tel: +852 (2) 738 8018 Fax: +852 (2) 730 0281 Telex: 40615 HITSC HK
---	---	--	---

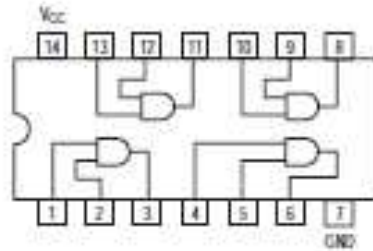
Copyright © Hitachi, Ltd., 1989. All rights reserved. Printed in Japan.

HITACHI

6.3 Puertas AND

SN74LS08

Quad 2-Input AND Gate



GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
V_{CC}	Supply Voltage	4.75	5.0	5.25	V
T_A	Operating Ambient Temperature Range	0	25	70	$^{\circ}\text{C}$
I_{OH}	Output Current – High			-0.4	mA
I_{OL}	Output Current – Low			8.0	mA



ON Semiconductor
Formerly a Division of Motorola
<http://onsemi.com>

**LOW
POWER
SCHOTTKY**



PLASTIC
N SUFFIX
CASE 646



SOIC
D SUFFIX
CASE 751A

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
SN74LS08N	14 Pin DIP	2000 Units/Box
SN74LS08D	14 Pin	2500/Tape & Reel

SN74LS08

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
V_{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V_{IL}	Input LOW Voltage			0.8	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
V_{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.85	-1.5	V	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{IH} = -18 \text{ mA}$
V_{OH}	Output HIGH Voltage	2.7	3.5		V	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OH} = \text{MAX}$, $V_{IH} = V_{OH}$ or V_{IL} per Truth Table
V_{OL}	Output LOW Voltage		0.25	0.4	V	$I_{OL} = 4.0 \text{ mA}$, $V_{CC} = V_{CC \text{ MIN}}$, $V_{IH} = V_{IL}$ or V_{OH} per Truth Table
			0.35	0.5	V	$I_{OL} = 8.0 \text{ mA}$
I_{IH}	Input HIGH Current			20	μA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IH} = 2.7 \text{ V}$
				0.1	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IH} = 7.0 \text{ V}$
I_{IL}	Input LOW Current			-0.4	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IH} = 0.4 \text{ V}$
I_{OS}	Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$
I_{CC}	Power Supply Current Total, Output HIGH			4.8	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$
	Total, Output LOW			6.8		

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

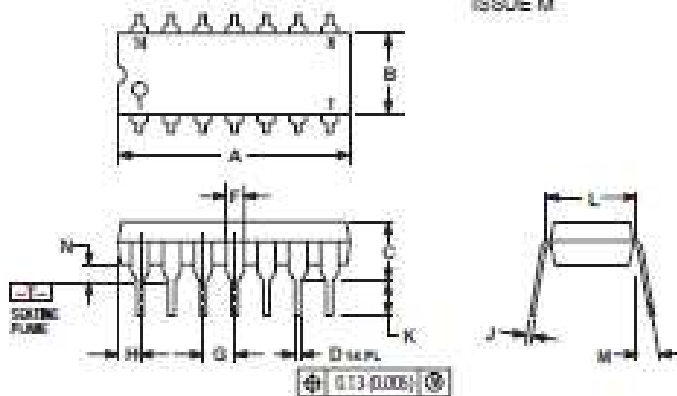
AC CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t_{mH}	Turn-Off Delay, Input to Output		8.0	15	ns	$V_{CC} = 5.0 \text{ V}$ $C_L = 15 \text{ pF}$
t_{mL}	Turn-On Delay, Input to Output		10	20	ns	

SN74LS08

PACKAGE DIMENSIONS

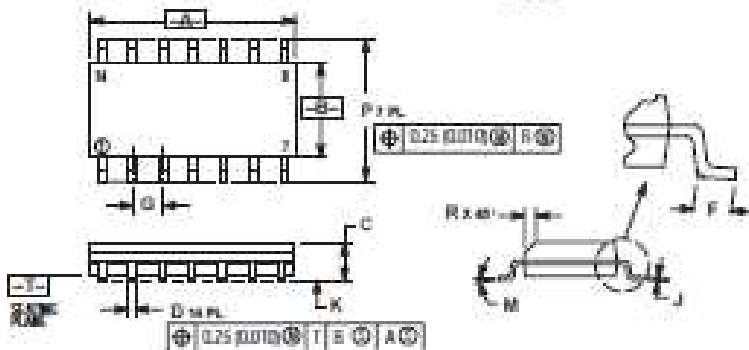
N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646-05 ISSUE M



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 2002.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WIRE FOR MOUNTING.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS: OPTIONAL.

	INCHES		MILLIMETERS	
SYMBOL	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	0.190	0.200	4.83	5.08
B	0.190	0.200	4.83	5.08
C	0.190	0.200	4.83	5.08
D	0.190	0.200	4.83	5.08
E	0.190	0.200	4.83	5.08
F	0.190	0.200	4.83	5.08
G	0.190	0.200	4.83	5.08
H	0.190	0.200	4.83	5.08
J	0.190	0.200	4.83	5.08
K	0.190	0.200	4.83	5.08
L	0.190	0.200	4.83	5.08
M	0.190	0.200	4.83	5.08
N	0.190	0.200	4.83	5.08
P	0.190	0.200	4.83	5.08
Q	0.190	0.200	4.83	5.08
R	0.190	0.200	4.83	5.08
S	0.190	0.200	4.83	5.08
T	0.190	0.200	4.83	5.08
U	0.190	0.200	4.83	5.08
V	0.190	0.200	4.83	5.08
W	0.190	0.200	4.83	5.08
X	0.190	0.200	4.83	5.08
Y	0.190	0.200	4.83	5.08
Z	0.190	0.200	4.83	5.08

D SUFFIX PLASTIC SONIC PACKAGE CASE 751A-03 ISSUE F



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 2002.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTECTION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTECTION 0.1% (0.005) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMAGED PROTECTION; ALLOWABLE DAMAGED PROTECTION SHALL BE 0.1% (0.005) TOTAL IN EACH OF THE DIMENSIONS A, B, C, D, E, F, G, H, J, K, L, M, N, P, Q, R, S, T, U, V, W, X, Y, Z.

	MILLIMETERS		INCHES	
SYMBOL	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	0.05	0.05	0.002	0.002
B	0.05	0.05	0.002	0.002
C	0.05	0.05	0.002	0.002
D	0.05	0.05	0.002	0.002
E	0.05	0.05	0.002	0.002
F	0.05	0.05	0.002	0.002
G	0.05	0.05	0.002	0.002
H	0.05	0.05	0.002	0.002
J	0.05	0.05	0.002	0.002
K	0.05	0.05	0.002	0.002
L	0.05	0.05	0.002	0.002
M	0.05	0.05	0.002	0.002
N	0.05	0.05	0.002	0.002
P	0.05	0.05	0.002	0.002
Q	0.05	0.05	0.002	0.002
R	0.05	0.05	0.002	0.002
S	0.05	0.05	0.002	0.002
T	0.05	0.05	0.002	0.002
U	0.05	0.05	0.002	0.002
V	0.05	0.05	0.002	0.002
W	0.05	0.05	0.002	0.002
X	0.05	0.05	0.002	0.002
Y	0.05	0.05	0.002	0.002
Z	0.05	0.05	0.002	0.002

6.4 Optoacoplador



4N25(G)V/ 4N35(G)V Series

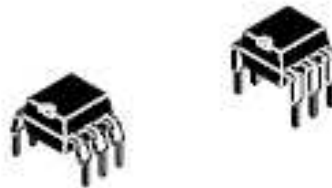
Vishay Semiconductors

Optocoupler with Phototransistor Output

Description

The 4N25(G)V/ 4N35(G)V series consists of a phototransistor optically coupled to a gallium arsenide infrared-emitting diode in a 6-lead plastic dual in-line package.

The elements are mounted on one leadframe using a coplanar technique, providing a fixed distance between input and output for highest safety requirements.



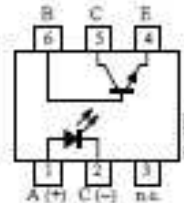
14027

Applications

Circuits for safe protective separation against electrical shock according to safety class II (reinforced isolation):

- For appl. class I – IV at mains voltage ≤ 300 V
- For appl. class I – III at mains voltage ≤ 600 V according to VDE 0884, table 2, suitable for:

Switch-mode power supplies, line receiver, computer peripheral interface, microprocessor system interface.



VDE Standards

These couplers perform safety functions according to the following equipment standards:

- VDE 0884
Optocoupler for electrical safety requirements
- IEC 950/EN 60950
Office machines (applied for reinforced isolation for mains voltage ≤ 400 V_{RMS})
- VDE 0804
Telecommunication apparatus and data processing
- IEC 65
Safety for mains-operated electronic and related household apparatus



Order Instruction

Ordering Code	CTR Ranking	Remarks
4N25V/ 4N25GV ¹⁾	>20%	
4N35V/ 4N35GV ¹⁾	>100%	

¹⁾ G = Leadform 10.16 mm; G is not marked on the body

Rev. A4, 11-Jan-99

1 (10)

4N25(G)V/ 4N35(G)V Series

Vishay Semiconductors



Features

Approvals:

- BS: BS EN 41003, BS EN 60095 (BS 415), BS EN 60950 (BS 7002), Certificate number 7081 and 7402
- FMKO (SETI): EN 60950, Certificate number 12399
- Underwriters Laboratory (UL): 1577 recognized, file number E-76222
- VDE 0884, Certificate number 94778

VDE 0884 related features:

- Rated impulse voltage (transient overvoltage) $V_{ORM} = 6 \text{ kV peak}$
- Isolation test voltage (partial discharge test voltage) $V_{PD} = 1.5 \text{ kV}$
- Rated isolation voltage (RMS includes DC) $V_{ORM} = 500 \text{ Vrms}$ (848 V peak)

- Rated recurring peak voltage (repetitive) $V_{ORM} = 500 \text{ Vrms}$
- Creepage current resistance according to VDE 0303/IEC 112 Comparative Tracking index: CTI = 275
- Thickness through insulation $\geq 0.75 \text{ mm}$

General features:

- Isolation materials according to UL94-V0
- Pollution degree 2 (DIN/VDE 0110 part 1 resp. IEC 664)
- Climatic classification 55/100/21 (IEC 68 part 1)
- Special construction: Therefore, extra low coupling capacity of typical 0.2 pF, high Common Mode Rejection
- Low temperature coefficient of CTR
- Coupling System A

Absolute Maximum Ratings

Input (Emitter)

Parameter	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Reverse voltage		V_{R}	5	V
Forward current		I_F	50	mA
Forward surge current	$t_p \leq 10 \mu\text{s}$	I_{FSM}	3	A
Power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$	P_V	100	mW
Junction temperature		T_J	125	$^\circ\text{C}$

Output (Detector)

Parameter	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Collector emitter voltage		V_{CEO}	32	V
Emitter collector voltage		V_{CEO}	7	V
Collector current		I_C	50	mA
Collector peak current	$I_C/T = 0.5, t_p \leq 10 \text{ ms}$	I_{CM}	100	mA
Power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$	P_V	150	mW
Junction temperature		T_J	125	$^\circ\text{C}$

Coupler

Parameter	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Isolation test voltage (RMS)	$t = 1 \text{ min}$	V_{PD}	3.75	kV
Total power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	250	mW
Ambient temperature range		T_{amb}	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage temperature range		T_{stg}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Soldering temperature	2 mm from case, $t \leq 10 \text{ s}$	T_{sd}	260	$^\circ\text{C}$



4N25(G)V/ 4N35(G)V Series

Vishay Semiconductors

Electrical Characteristics ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$)

Input (Emitter)

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Forward voltage	$I_F = 50 \text{ mA}$ $T_{amb} = 100^{\circ}\text{C}$	V_F		1.2	1.4	V
Junction capacitance	$V_F = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$	C_j		50		pF

Output (Detector)

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Collector-emitter voltage	$I_C = 1 \text{ mA}$	V_{CE0}	32			V
Emitter-collector voltage	$I_E = 100 \mu\text{A}$	V_{EC0}	7			V
Collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 10 \text{ V}$, $I_F = 0$, $T_{amb} = 100^{\circ}\text{C}$	I_{CEO}			50	nA
	$V_{CE} = 30 \text{ V}$, $I_F = 0$, $T_{amb} = 100^{\circ}\text{C}$	I_{CEO}			500	μA

Coupler

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Collector-emitter saturation voltage	$I_F = 50 \text{ mA}$, $I_C = 2 \text{ mA}$	V_{CEsat}			0.3	V
Cut-off frequency	$V_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$, $R_L = 100 \Omega$	f_c		110		kHz
Coupling capacitance	$f = 1 \text{ MHz}$	C_c		1		pF

Current Transfer Ratio (CTR)

Parameter	Test Conditions	Type	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_C/I_F	$V_{CE} = 10 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$	4N25(G)V	CTR	0.20	1		
		4N35(G)V	CTR	1.00	1.5		
	$V_{CE} = 10 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$, $T_{amb} = 100^{\circ}\text{C}$	4N35(G)V	CTR	0.40			

4N25(G)V/ 4N35(G)V Series

Vishay Semiconductors



Maximum Safety Ratings (according to VDE 0884) see figure 1

This device is used for protective separation against electrical shock only within the maximum safety ratings. This must be ensured by using protective circuits in the applications.

Input (Emitter)

Parameters	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Forward current		I_F	130	mA

Output (Detector)

Parameters	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$	P_M	265	mW

Coupler

Parameters	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Rated impulse voltage		$V_{IO(1M)}$	6	kV
Safety temperature		T_M	150	

Insulation Rated Parameters (according to VDE 0884)

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Partial discharge test voltage – Routine test	100%, $t_{test} = 1\text{ s}$	V_{pd}	1.6			kV
Partial discharge test voltage – Lot test (sample test)	$t_{11} = 60\text{ s}$, $t_{test} = 10\text{ s}$, (see figure 2)	$V_{IO(1M)}$	6			kV
		V_{pd}	1.3			kV
Insulation resistance	$V_{IO} = 500\text{ V}$	R_{IO}	10^{12}			Ω
	$V_{IO} = 500\text{ V}$, $T_{amb} = 100^\circ\text{C}$	R_{IO}	10^{11}			Ω
	$V_{IO} = 500\text{ V}$, $T_{amb} = 150^\circ\text{C}$	R_{IO}	10^{10}			Ω
	(construction test only)					

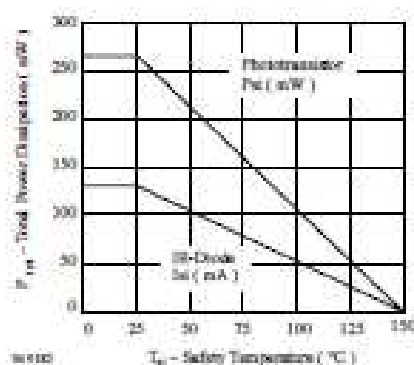


Figure 1. Derating diagram.

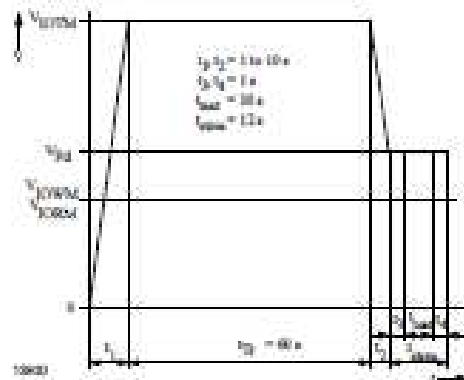


Figure 2. Test pulse diagram for sample test according to DIN VDE 0884.



4N25(G)V/ 4N35(G)V Series

Vishay Semiconductors

Switching Characteristics of 4N25(G)V

Parameter	Test Conditions	Symbol	Typ.	Unit
Delay time	$V_B = 5\text{ V}$, $I_C = 5\text{ mA}$, $R_L = 100\ \Omega$ (see figure 3)	t_d	4.0	μs
Rise time		t_r	7.0	μs
Fall time		t_f	6.7	μs
Storage time		t_{st}	0.3	μs
Turn-on time	$V_B = 5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$ (see figure 4)	t_{on}	11.0	μs
Turn-off time		t_{off}	7.0	μs
Turn-on time	$V_B = 5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$ (see figure 4)	t_{on}	25.0	μs
Turn-off time		t_{off}	42.5	μs

Switching Characteristics of 4N35(G)V

Parameter	Test Conditions	Symbol	Typ.	Unit
Delay time	$V_B = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$, $R_L = 100\ \Omega$ (see figure 3)	t_d	2.5	μs
Rise time		t_r	3.0	μs
Fall time		t_f	4.2	μs
Storage time		t_{st}	0.3	μs
Turn-on time	$V_B = 5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$ (see figure 4)	t_{on}	<10.0	μs
Turn-off time		t_{off}	<10.0	μs
Turn-on time	$V_B = 5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$ (see figure 4)	t_{on}	9.0	μs
Turn-off time		t_{off}	25.0	μs

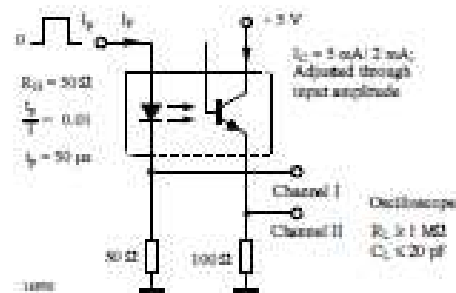


Figure 3. Test circuit, non-saturated operation

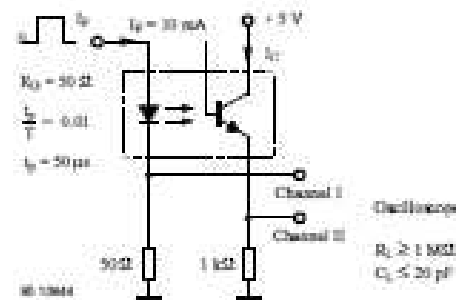


Figure 4. Test circuit, saturated operation

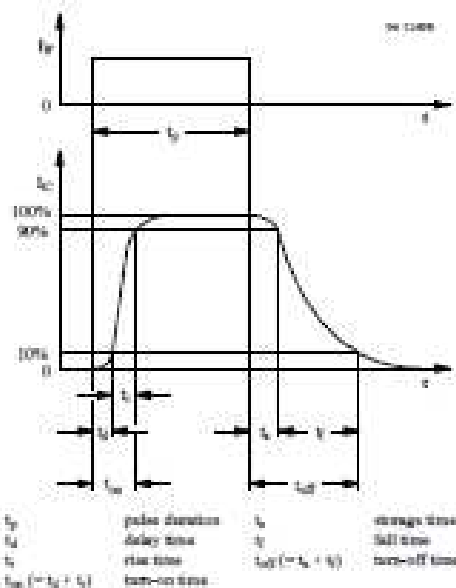


Figure 5. Switching times

4N25(G)V/ 4N35(G)V Series

Vishay Semiconductors



Typical Characteristics ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

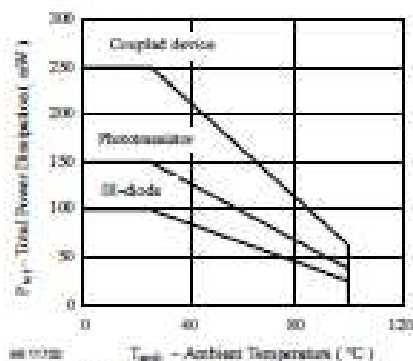


Figure 6. Total Power Dissipation vs. Ambient Temperature

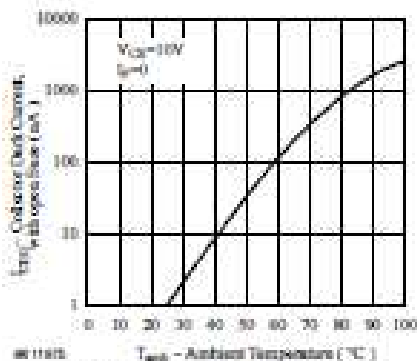


Figure 9. Collector Dark Current vs. Ambient Temperature

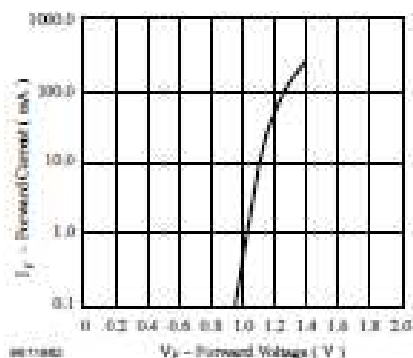


Figure 7. Forward Current vs. Forward Voltage

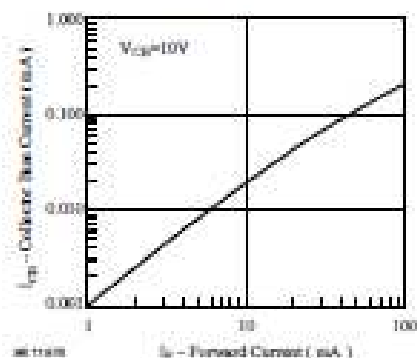


Figure 10. Collector Base Current vs. Forward Current

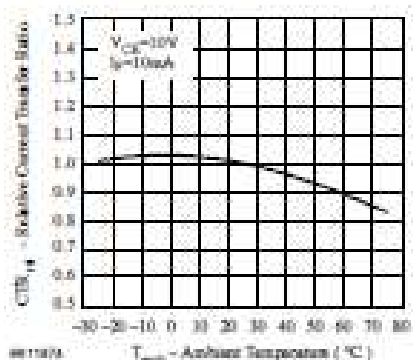


Figure 8. Relative Current Transfer Ratio vs. Ambient Temperature

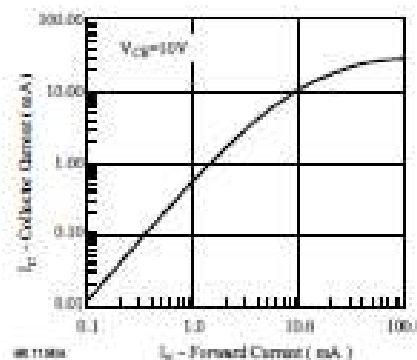


Figure 11. Collector Current vs. Forward Current



4N25(G)V/ 4N35(G)V Series

Vishay Semiconductors

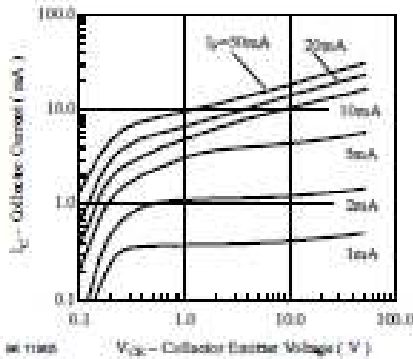


Figure 12. Collector Current vs. Collector-Emitter Voltage

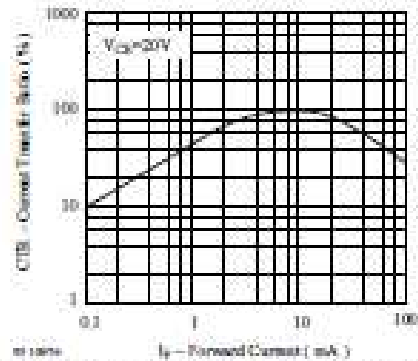


Figure 15. Current Transfer Ratio vs. Forward Current

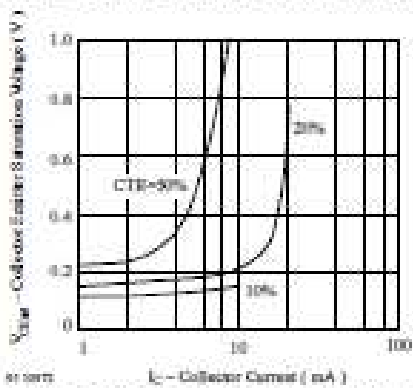


Figure 13. Collector-Emitter Saturation Voltage vs. Collector Current

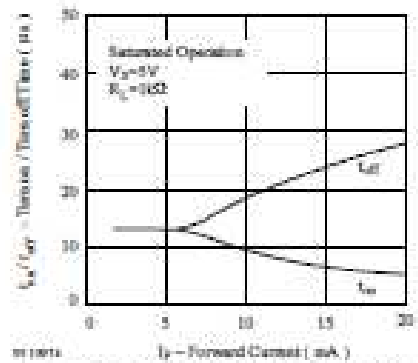


Figure 16. Turn on / off Time vs. Forward Current

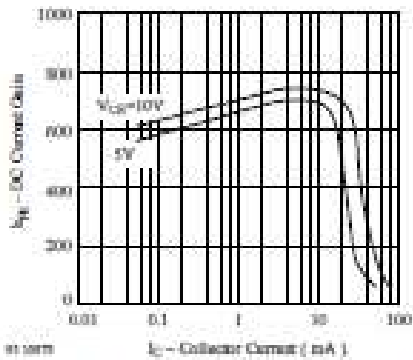


Figure 14. DC Current Gain vs. Collector Current

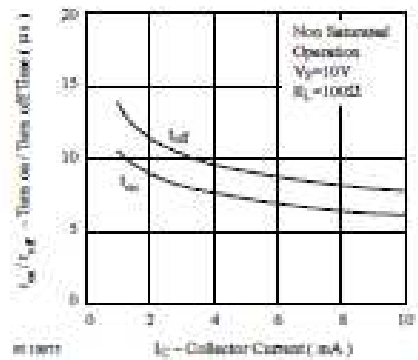


Figure 17. Turn on / off Time vs. Collector Current

4N25(G)V/ 4N35(G)V Series

Vishay Semiconductors

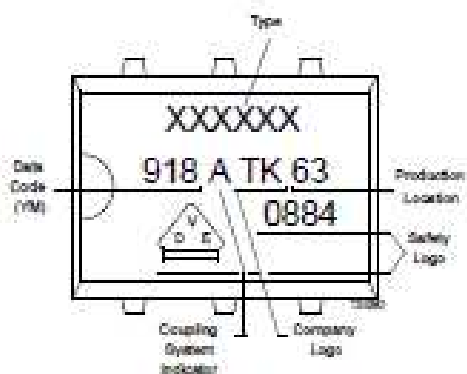
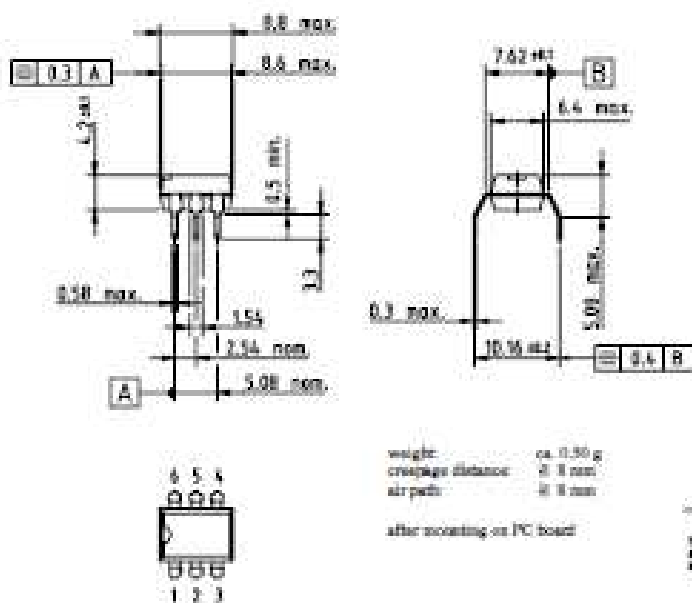


Figure 18. Marking example

Dimensions of 4N25G/ 4N35G in mm

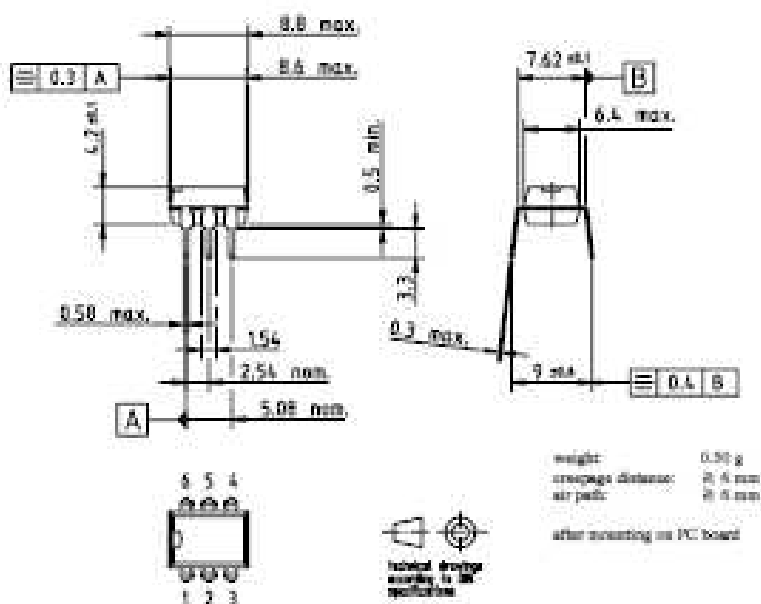




4N25(G)V/ 4N35(G)V Series

Vishay Semiconductors

Dimensions of 4N25/ 4N35 in mm



6.5 Regulador de tensión

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR*

www.fairchildsemi.com

KA78XX/KA78XXA

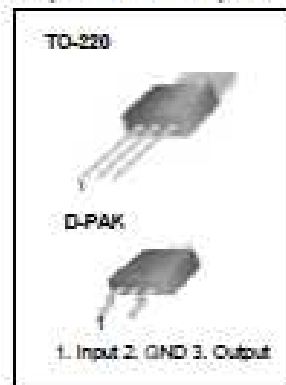
3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

Features

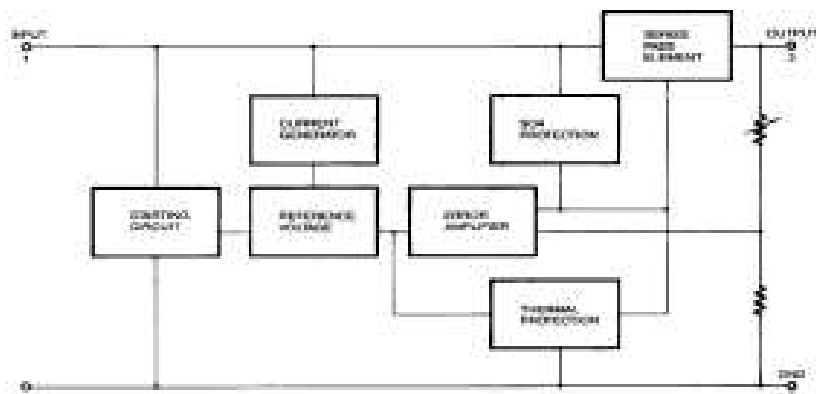
- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24V
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

Description

The KA78XX/KA78XXA series of three-terminal positive regulators are available in the TO-220/D-PAK package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



Internal Block Diagram



Rev. 1.0.0

©2001 Fairchild Semiconductor Corporation

KA78XX/KA78XXA

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (for $V_O = 5V$ to $18V$)	V_I	35	V
(for $V_O = 24V$)	V_I	40	V
Thermal Resistance Junction-Cases (TO-220)	$R_{\theta JC}$	5	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance Junction-Air (TO-220)	$R_{\theta JA}$	65	$^{\circ}C/W$
Operating Temperature Range (KA78XXV/A/R)	TOPR	0 ~ +125	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ +150	$^{\circ}C$

Electrical Characteristics (KA7805/KA7805R)

(Refer to test circuit, $0^{\circ}C < T_J < 125^{\circ}C$, $I_Q = 500mA$, $V_I = 10V$, $C_O = 0.33\mu F$, $C_O = 0.1\mu F$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions		KA7805			Unit
				Min.	Typ.	Max.	
Output Voltage	VO	TJ = +25 °C		4.8	5.0	5.2	V
		5.0mA ≤ IO ≤ 1.0A, PO ≤ 15W VI = 7V to 20V		4.75	5.0	5.25	
Line Regulation (Note1)	Regline	TJ = +25 °C	VO = 7V to 25V	-	4.0	100	mV
			VI = 8V to 12V	-	1.6	50	
Load Regulation (Note1)	Regload	TJ = +25 °C	IO = 5.0mA to 1.5A	-	9	100	mV
			IO = 250mA to 750mA	-	4	50	
Quiescent Current	IQ	TJ = +25 °C		-	5.0	8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔIQ	IQ = 5mA to 1.0A		-	0.03	0.5	mA
		VI = 7V to 25V		-	0.3	1.3	
Output Voltage Drift	ΔVO/ΔT	IQ = 5mA		-	-0.8	-	mV/°C
Output Noise Voltage	VN	f = 10Hz to 100KHz, TA = +25 °C		-	42	-	μV/VO
Ripple Rejection	RR	f = 120Hz VO = 8V to 18V		62	73	-	dB
Dropout Voltage	VDrop	IQ = 1A, TJ = +25 °C		-	2	-	V
Output Resistance	ro	f = 1KHz		-	15	-	mΩ
Short Circuit Current	ISC	VI = 35V, TA = +25 °C		-	230	-	mA
Peak Current	IPK	TJ = +25 °C		-	2.2	-	A

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

KA7805A/KA7805A

Electrical Characteristics (KA7805A)

(Refer to the test circuits. $0^{\circ}\text{C} < T_J < +125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 1\text{A}$, $V_I = 10\text{V}$, $C_I = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	4.9	5	5.1	V
		$I_O = 5\text{mA to } 1\text{A}$, $P_O \leq 15\text{W}$ $V_I = 7.5\text{V to } 20\text{V}$	4.8	5	5.2	
Line Regulation (Note1)	Regline	$V_I = 7.5\text{V to } 25\text{V}$ $I_O = 500\text{mA}$	-	5	50	mV
		$V_I = 8\text{V to } 12\text{V}$	-	3	50	
		$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 7.3\text{V to } 20\text{V}$	-	5	50
			$V_I = 8\text{V to } 12\text{V}$	-	1.5	25
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$ $I_O = 5\text{mA to } 1.5\text{A}$	-	9	100	mV
		$I_O = 5\text{mA to } 1\text{A}$	-	9	100	
		$I_O = 250\text{mA to } 750\text{mA}$	-	4	50	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	5.0	6.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5\text{mA to } 1\text{A}$	-	-	0.5	mA
		$V_I = 8\text{V to } 25\text{V}$, $I_O = 500\text{mA}$	-	-	0.8	
		$V_I = 7.5\text{V to } 20\text{V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	-	0.8	
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5\text{mA}$	-	-0.8	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10\text{Hz to } 100\text{kHz}$ $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	10	-	$\mu\text{V}/V_O$
Ripple Rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$, $I_O = 500\text{mA}$ $V_I = 8\text{V to } 18\text{V}$	-	68	-	dB
Dropout Voltage	V_{Drop}	$I_O = 1\text{A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2	-	V
Output Resistance	r_O	$f = 1\text{kHz}$	-	17	-	m Ω
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = 35\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	250	-	mA
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2.2	-	A

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Change in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

Typical Performance Characteristics

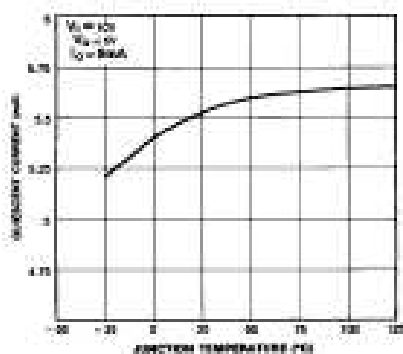


Figure 1. Quiescent Current

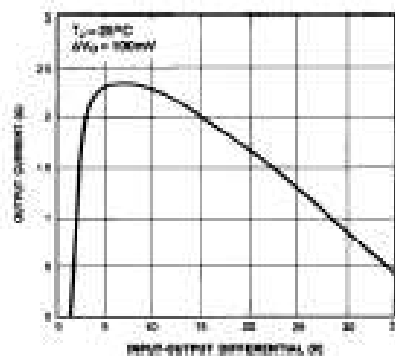


Figure 2. Peak Output Current

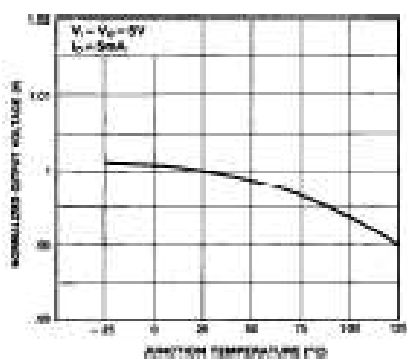


Figure 3. Output Voltage

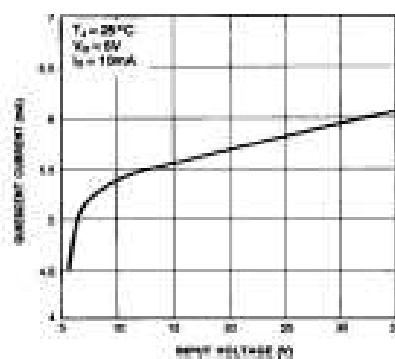


Figure 4. Quiescent Current

Typical Applications

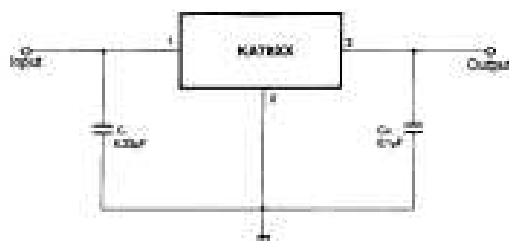


Figure 6. DC Parameters

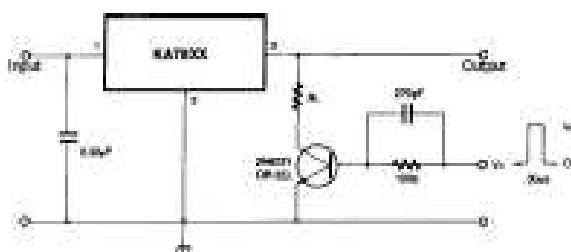


Figure 8. Load Regulation

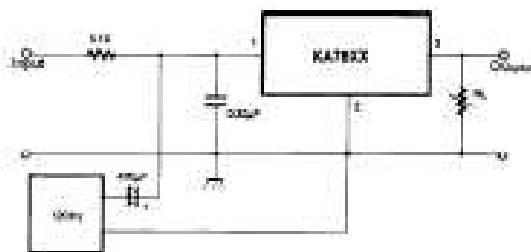


Figure 7. Ripple Rejection

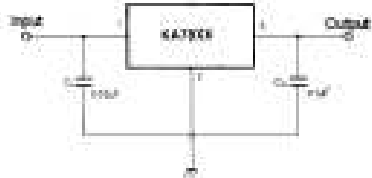


Figure 8. Fixed Output Regulator

KATXUKA7800A

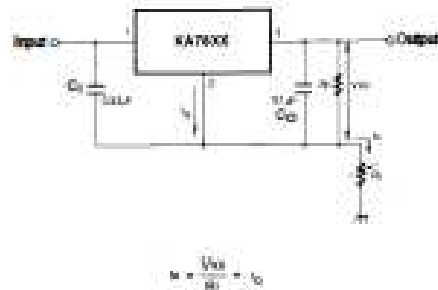


Figure 8. Constant Current Regulator

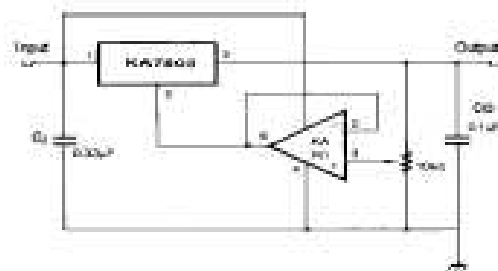
Notes:

- (1) To specify an output voltage, substitute voltage value for "30V". A common ground is required between the input and the Output voltage. The input voltage must remain typically 2.0V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.
- (2) C1 is required if regulator is located an appreciable distance from power Supply filter.
- (3) C2 improves stability and transient response.



$$V_O = V_{IO}(1 + R_2/R_1) + I_Q R_2$$

Figure 10. Circuit for Increasing Output Voltage



$$V_O = V_{IO}(1 + R_2/R_1) + I_Q R_2$$

Figure 11. Adjustable Output Regulator (7 to 30V)

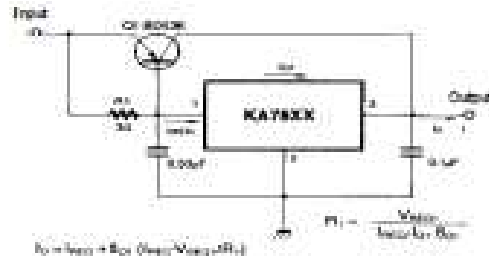


Figure 12. High Current Voltage Regulator

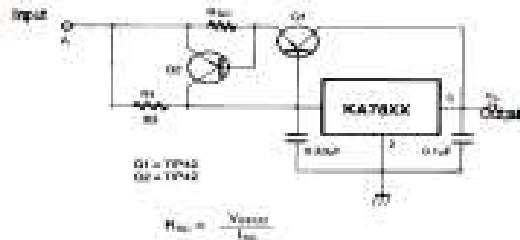


Figure 13. High Output Current with Short Circuit Protection

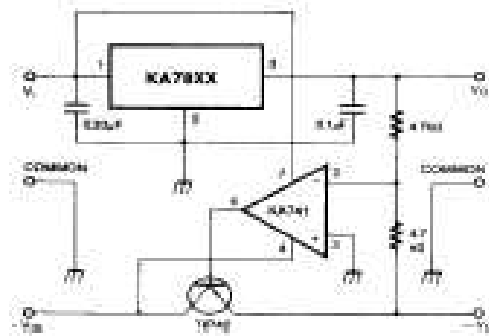


Figure 14. Tracking Voltage Regulator

KATXOXKATXOKA

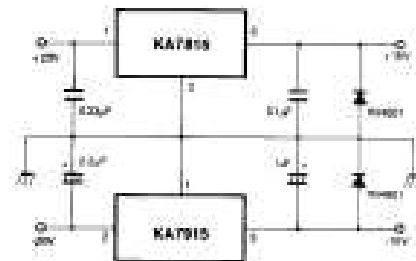


Figure 15. Split Power Supply ($\pm 15V-1A$)

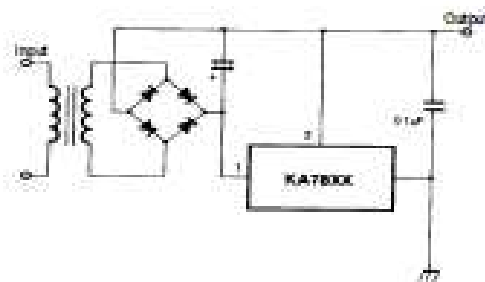


Figure 16. Negative Output Voltage Circuit

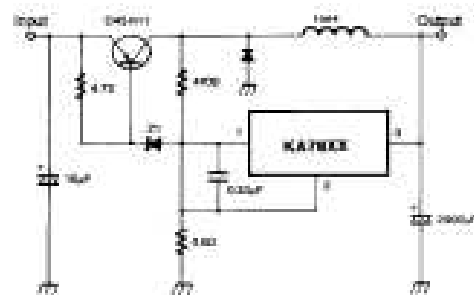
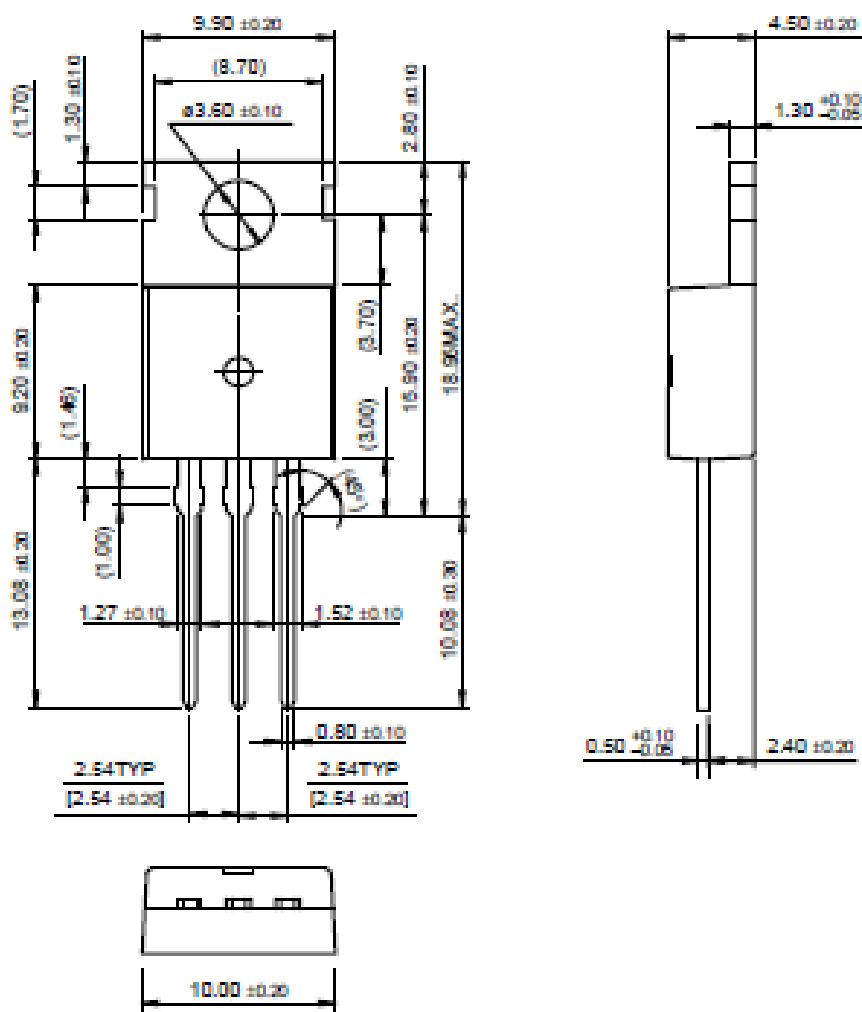


Figure 17. Switching Regulator

Mechanical Dimensions

Package

TO-220



Package

Ordering Information

Product Number	Output Voltage Tolerance	Package	Operating Temperature
KA7805 / KA7806	±4%	TO-220	0 ~ + 125°C
KA7808 / KA7809			
KA7810			
KA7812 / KA7815			
KA7818 / KA7824			
KA7805A / KA7806A	±2%		
KA7808A / KA7809A			
KA7810A / KA7812A			
KA7815A / KA7818A			
KA7824A			
KA7805R / KA7806R	±4%	D-PAK	
KA7808R / KA7809R			
KA7812R			

6.6 MOSFET



IRF540

N-CHANNEL 100V - 0.055 Ω - 22A TO-220
LOW GATE CHARGE STripFET™ II POWER MOSFET

TYPE	V _{DS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF540	100 V	<0.077 Ω	22 A

- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.055 Ω
- EXCEPTIONAL dV/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- LOW GATE CHARGE
- APPLICATION ORIENTED CHARACTERIZATION

DESCRIPTION

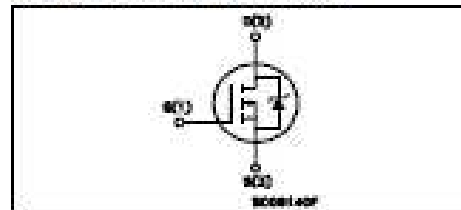
This MOSFET series realized with STMicroelectronics unique STripFET process has specifically been designed to minimize input capacitance and gate charge. It is therefore suitable as primary switch in advanced high-efficiency, high-frequency isolated DC-DC converters for Telecom and Computer applications. It is also intended for any applications with low gate drive requirements.

APPLICATIONS

- HIGH-EFFICIENCY DC-DC CONVERTERS
- UPS AND MOTOR CONTROL



INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



Ordering Information

SALES TYPE	MARKING	PACKAGE	PACKAGING
IRF540	IRF540L	TO-220	TUBE

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	100	V
V _{DGS}	Drain-gate Voltage (R _{DS} = 20 k Ω)	100	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 25°C	22	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 100°C	15	A
I _{DSM} (*)	Drain Current (pulsed)	88	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _C = 25°C	85	W
	Derating Factor	0.57	W/°C
dV/dt (†)	Peak Diode-Recovery voltage slope	5	V/ns
E _{AS} (‡)	Single Pulse Avalanche Energy	220	mJ
T _{stg}	Storage Temperature	-55 to 175	°C
T _J	Max. Operating Junction Temperature		

(*) Pulse width limited by safe operating area.

(†) I_{DS} = 0.2A, dV/dt < 0.05A/V at V_{GS} = V_{DS} < V_{DS(max)}, T_J = T_{J(max)}
(‡) Starting T_J = 25 °C, I_D = 10A, V_{DS} = 30V

February 2003

NEW DATASHEET ACCORDING TO PCB DESIGNATION MARKING: IRF540L

1/6

IRF540

THERMAL DATA

$R_{\theta J-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.78	$^{\circ}C/W$
$R_{\theta J-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5	$^{\circ}C/W$
T_l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose	Typ	300	$^{\circ}C$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{DS(BOSS)}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250 \mu A, V_{GS} = 0$	100			V
I_{GSS}	Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{GS} = 0$)	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{GS} = \text{Max Rating}, T_C = 125^{\circ}C$			1 10	μA μA
I_{GSS}	Gate-body Leakage Current ($V_{GS} = 0$)	$V_{DS} = \pm 20V$			± 100	nA

ON (1)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(ON)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{GS} = V_{GS}, I_D = 250 \mu A$	2	3	4	V
$R_{DS(ON)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10V, I_D = 11A$		0.055	0.077	Ω

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g_{fs} (1)	Forward Transconductance	$V_{GS} = 25V, I_D = 11A$		20		S
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{GS} = 25V, f = 1MHz, V_{DS} = 0$		870		pF
C_{oss}	Output Capacitance			125		pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance			52		pF

IRF540

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
t_{gon} t_r	Turn-on Delay Time Rise Time	$V_{\text{DD}} = 50 \text{ V}$ $I_D = 12 \text{ A}$ $R_G = 4.7 \Omega$ $V_{\text{GS}} = 10 \text{ V}$ (Resistive Load, Figure 3)		60 45		ns ns
Q_g Q_{gs} Q_{gd}	Total Gate Charge Gate-Source Charge Gate-Drain Charge	$V_{\text{DD}} = 50 \text{ V}$ $I_D = 22 \text{ A}$ $V_{\text{GS}} = 10 \text{ V}$		30 8 10	41	nC nC nC

SWITCHING OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
t_{gof} t_f	Turn-off Delay Time Fall Time	$V_{\text{DD}} = 50 \text{ V}$ $I_D = 12 \text{ A}$ $R_G = 4.7 \Omega$ $V_{\text{GS}} = 10 \text{ V}$ (Resistive Load, Figure 3)		50 20		ns ns

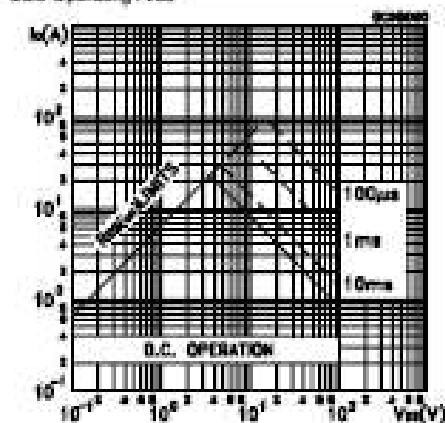
SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD} $I_{\text{SDM}}(W)$	Source-drain Current Source-drain Current (pulsed)				22 88	A A
$V_{\text{SD}}(V)$	Forward On Voltage	$I_{\text{SD}} = 22 \text{ A}$ $V_{\text{GS}} = 0$			1.3	V
t_r Q_{rr} I_{SDR}	Reverse Recovery Time Reverse Recovery Charge Reverse Recovery Current	$I_{\text{SD}} = 22 \text{ A}$ $dI_{\text{SD}} = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{\text{SD}} = 50 \text{ V}$ $T_J = 150^\circ\text{C}$ (see test circuit, Figure 5)		100 375 7.5		ns nC A

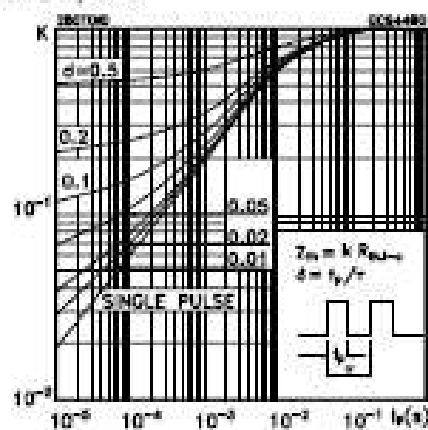
(Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %.

(a) Pulse width limited by safe operating area.

Safe Operating Area



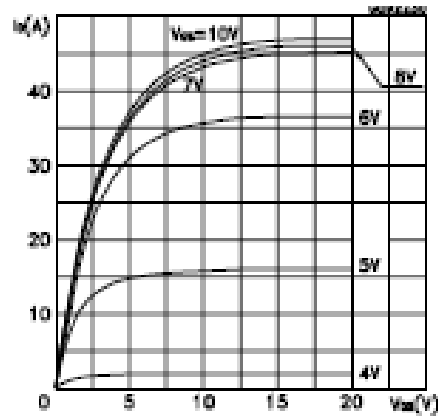
Thermal Impedance



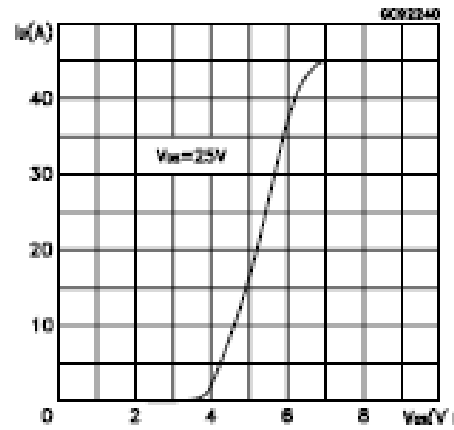
3/8

IRF540

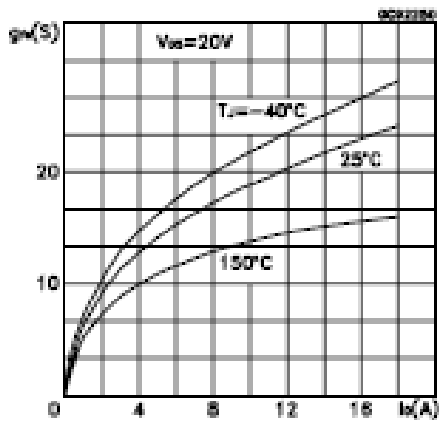
Output Characteristics



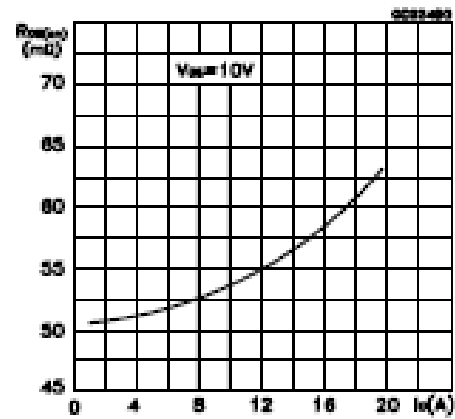
Transfer Characteristics



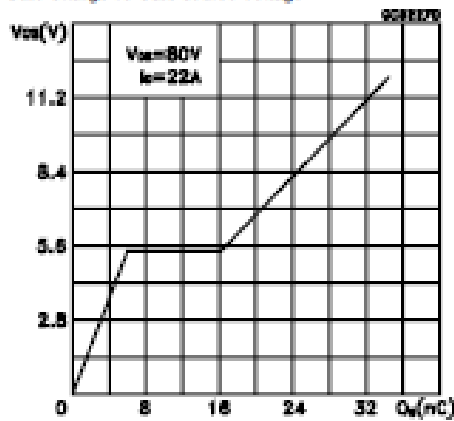
Transconductance



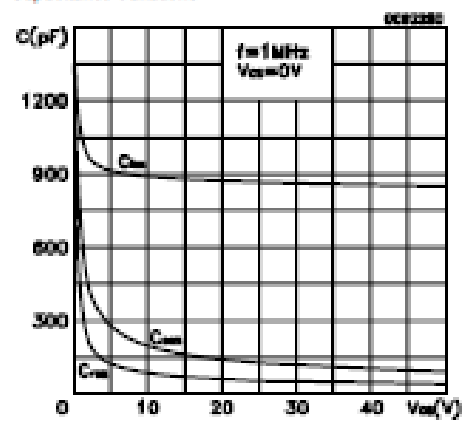
Static Drain-source On Resistance



Gate Charge vs Gate-source Voltage

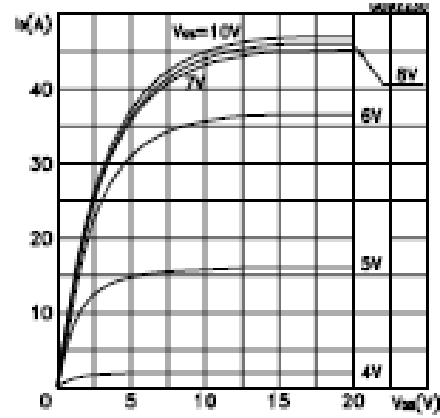


Capacitance Variations

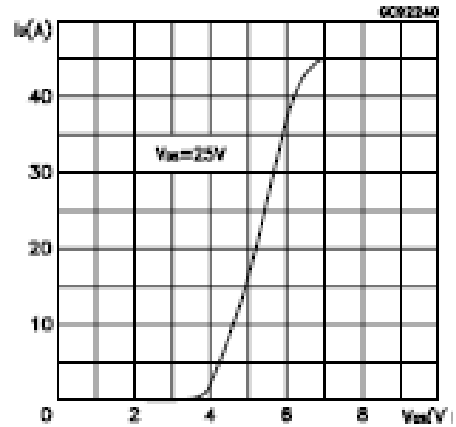


IRF540

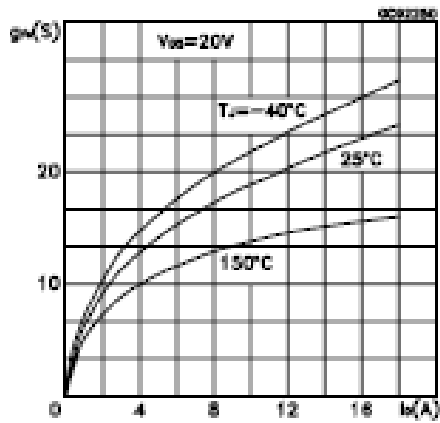
Output Characteristics



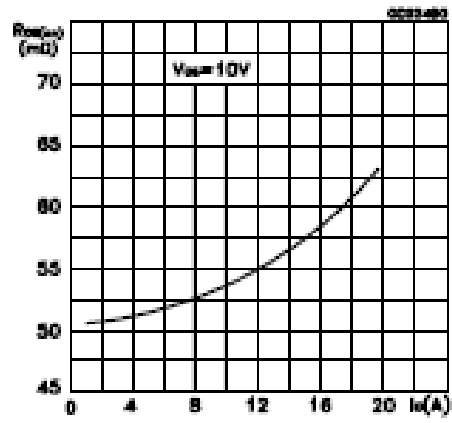
Transfer Characteristics



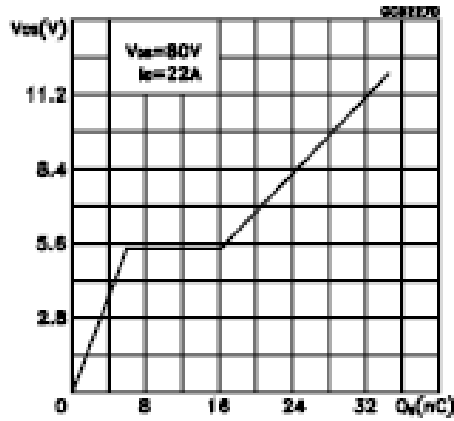
Transconductance



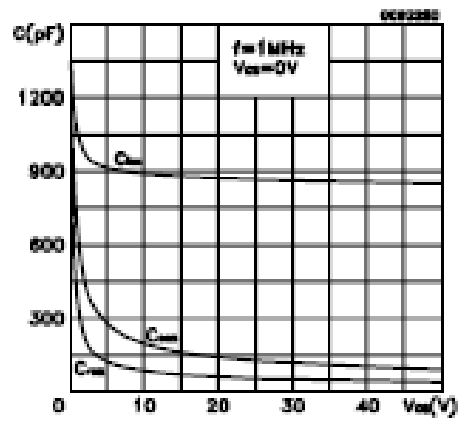
Static Drain-source On Resistance



Gate Charge vs Gate-source Voltage

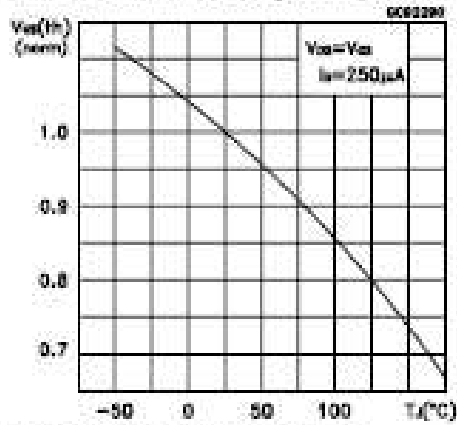


Capacitance Variations

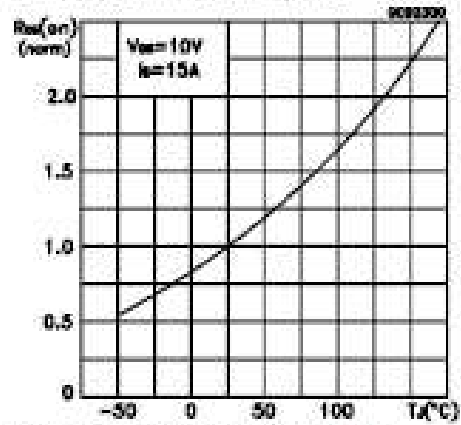


IRF540

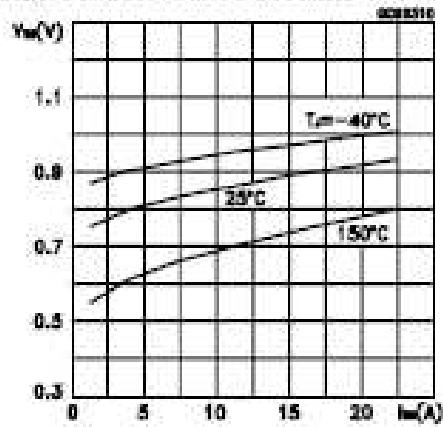
Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



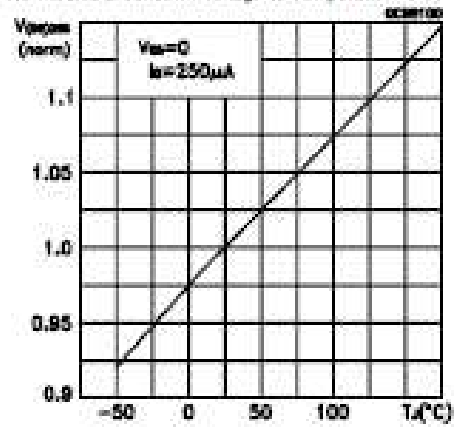
Normalized on Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics



Normalized Breakdown Voltage vs Temperature



IRF540

Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

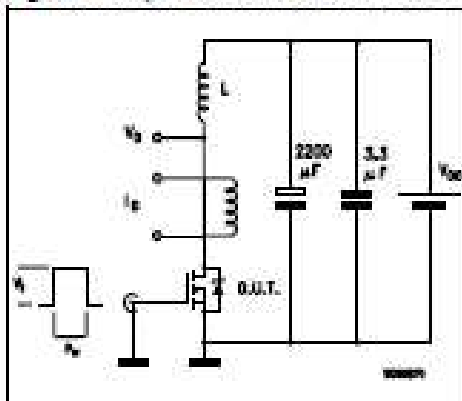


Fig. 2: Unclamped Inductive Waveform

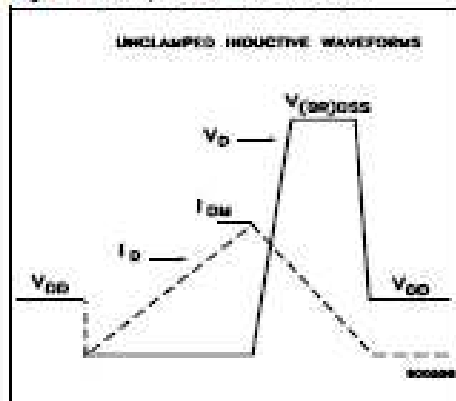


Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load

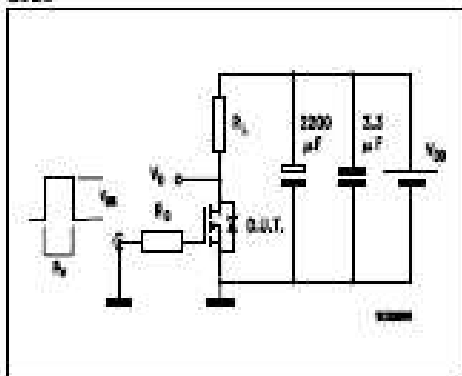


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

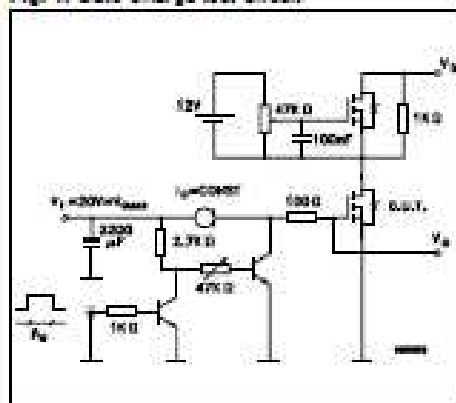
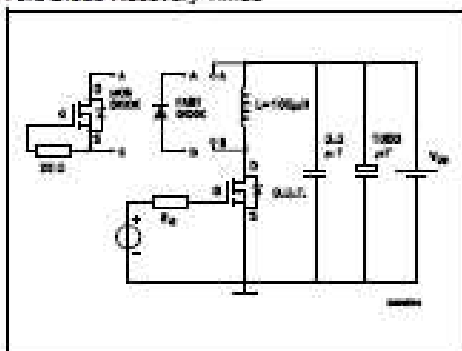
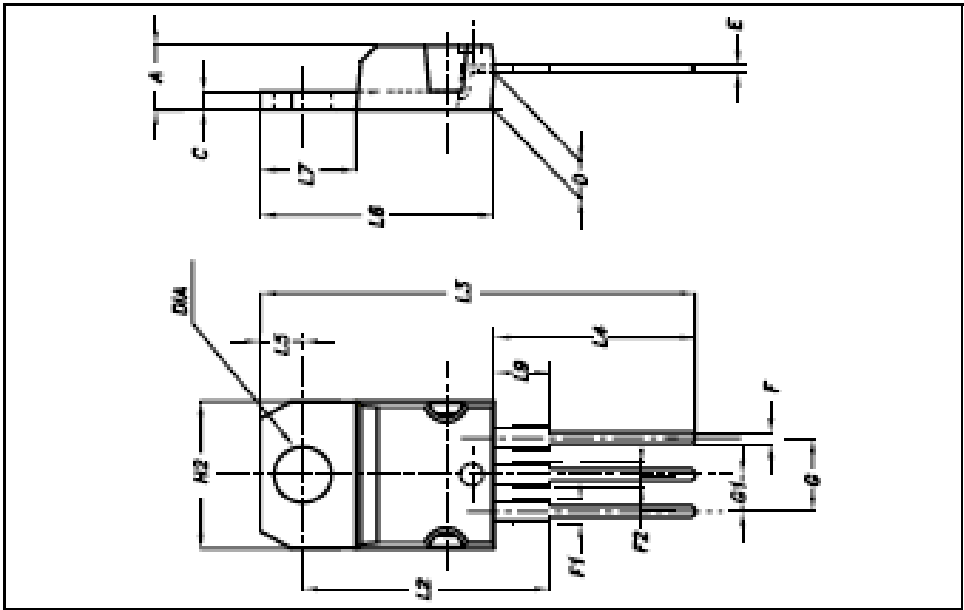


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



IRF540

TO-220 MECHANICAL DATA						
DIM.	mm.			Inch.		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	TYP.
A	4.4		4.6	0.173		0.181
C	1.23		1.32	0.048		0.051
D	2.40		2.72	0.094		0.107
E	0.49		0.70	0.019		0.027
F	0.61		0.88	0.024		0.034
F1	1.14		1.70	0.044		0.067
F2	1.14		1.70	0.044		0.067
Ø	4.95		5.15	0.194		0.203
Ø1	2.40		2.70	0.094		0.106
H2	10		10.40	0.393		0.409
L2		16.40			0.645	
L3		28.90			1.137	
L4	13		14	0.511		0.551
L6	2.65		2.95	0.104		0.116
L8	15.25		15.75	0.600		0.620
L7	6.20		6.60	0.244		0.260
L9	3.50		3.93	0.137		0.154
DIA	3.75		3.85	0.147		0.151



7/8

6.7 Transformador



Especificaciones

Dimensiones	100 x 92 x 82 mm
Diámetro del Orificio de fijación	5,5 x 8,5 mm
Frecuencia de funcionamiento	50 – 60 Hz
Longitud	100 mm
Número de salidas	2
Peso	2,8 kg
Potencia Nominal	200 VA
Profundidad	82 mm
Tensión nominal primaria	230 V
Tensión nominal secundaria	6 V

200VA Frame Mount, 230v Primary, Transformer Specification

Nominal Input Voltage 230v +/-10%, 50/60Hz

No-load Input Current @ 230V 50Hz 200mA (rms) max.

Stock Number	Manufacturer Part Number	Full Load Output Voltage +/-5% @ 200VA	Secondary Resistance Ω +/- 15% @ 20.C
504098	ST53326	6 + 6	0.013 + 0.015
503940	ST53297	9 + 9	0.032 + 0.036
503950	ST53299	12 + 12	0.053 + 0.062
503934	ST53295	15 + 15	0.078 + 0.092
503944	ST53298	18 + 18	0.11 + 0.12
503956	ST53300	20 + 20	0.12 + 0.14
503938	ST53296	24 + 24	0.20 + 0.22
503906	ST53292	30 + 30	0.28 + 0.33
503916	ST53293	50 + 50	0.71 + 0.85

Primary Winding Resistance 7.2 Ω +/- 15% @ 20.C

Regulation < 7% typical* for range

Maximum Winding Temperature Rise 55.C

Efficiency > 90%

Iron Loss 7.3W

Copper Loss 14.2W

Flash Test Primary/Secondary's Windings/Core 4KV rms For 6 Seconds
2KV rms For 6 Seconds

Insulation Test Primary/Secondary's/Case >50M Ω @ 500Vdc @ 20.C

Overpotential Test 460V 500Hz applied across primary, secondary's open circuit. (Type Test Only)

Core Material 800-50

Winding Wire BS6811 Section 3.1 Grade 1

Bobbins and Full Shrouds Split Section, Glass Filled Nylon

Overall Insulation Rating Class B (130.C)

Finish Class F Stovec Varnish

Dimensions 100mm wide x 82mm high x 92mm deep (nominal)
Including tags.

Fixing Centres 72mm x 70mm. Slots 5.5mm x 8.5mm

Weight 2.8Kg nominal

* Calculated as Regulation = $\frac{(V_{NL} - V_{FL})}{V_{FL}} \times 100\%$

All tolerances and production tests in accordance with EN61558 (EN60742)

Note The lamination stack may, or may not have a central slot on the long side. This should not be used for mounting purposes

6.8 Ventilador

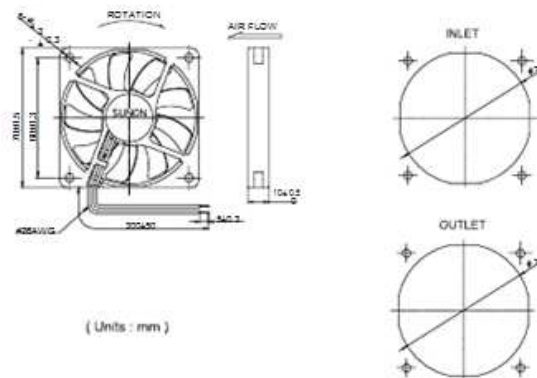
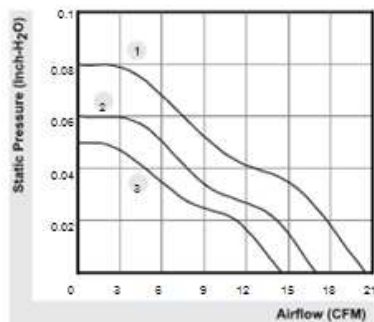
SUNON

70x70x10 mm

14.5~20.5 CFM



	Bearing	Rating Voltage	Power Current	Power Consumption	Speed	Air Flow	Static Pressure	Noise	Weight	Curve
	● VAPC	(VDC)	(mA)	(WATTS)	(RPM)	(CFM)	(Inch-H ₂ O)	(dBA)	(g)	
MB70101V1-0000-A99	●	12	138	1.66	3000	20.5	0.08	28.0	29.0	1
MB70101V2-0000-A99	●	12	90	1.08	2500	17.0	0.06	24.5	29.0	2
MB70101V3-0000-A99	●	12	60	0.72	2100	14.5	0.05	20.5	29.0	3



6.9 Transistor



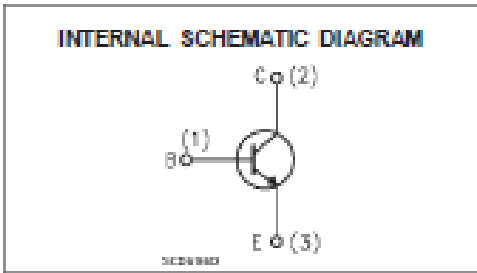
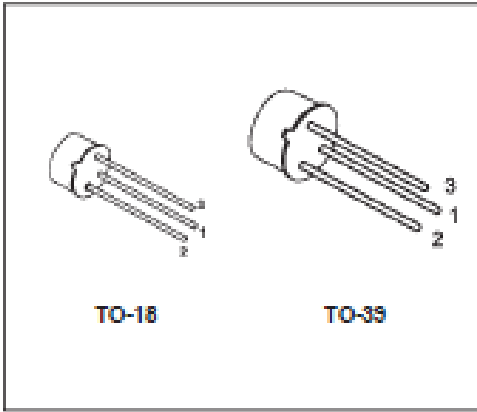
2N2219A
2N2222A

HIGH SPEED SWITCHES

DESCRIPTION

The 2N2219A and 2N2222A are silicon planar epitaxial NPN transistors in Jedec TO-39 (for 2N2219A) and in Jedec TO-18 (for 2N2222A) metal case. They are designed for high speed switching application at collector current up to 500mA, and feature useful current gain over a wide range of collector current, low leakage currents and low saturation voltage.

⦿ 2N2219A approved to CECC 50002-100,
2N2222A approved to CECC 50002-101
available on request.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CB0}	Collector-Base Voltage ($I_C = 0$)	75	V
V_{CE0}	Collector-Emitter Voltage ($I_B = 0$)	40	V
V_{EB0}	Emitter-Base Voltage ($I_C = 0$)	6	V
I_C	Collector Current	0.8	A
P_{tot}	Total Dissipation at $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$ for 2N2219A for 2N2222A at $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$ for 2N2219A for 2N2222A	0.8 0.5 3 1.8	W W W W
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to 200	$^\circ\text{C}$
T_j	Max. Operating Junction Temperature	175	$^\circ\text{C}$

June 1999

1/8

2N2219A/2N2222A

THERMAL DATA

		TO-39	TO-18	
$R_{\theta J-Case}$	Thermal Resistance Junction-Case	Max	50	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{\theta J-Amb}$	Thermal Resistance Junction-Ambient	Max	187.5	$^{\circ}\text{C/W}$
			83.3	$^{\circ}\text{C/W}$
			300	$^{\circ}\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{Case} = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CBO}	Collector Cut-off Current ($I_B = 0$)	$V_{CE} = 80\text{ V}$ $V_{CE} = 80\text{ V}$ $T_{Case} = 150^{\circ}\text{C}$			10 10	nA μA
I_{CEX}	Collector Cut-off Current ($V_{BE} = -3\text{V}$)	$V_{CE} = 80\text{ V}$			10	nA
I_{BEX}	Base Cut-off Current ($V_{BE} = -3\text{V}$)	$V_{CE} = 80\text{ V}$			20	nA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current ($I_C = 0$)	$V_{BE} = 3\text{ V}$			10	nA
$V_{(BR)CEO}^*$	Collector-Base Breakdown Voltage ($I_E = 0$)	$I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$	75			V
$V_{(BR)CES}^*$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_E = 0$)	$I_C = 10\text{ mA}$	40			V
$V_{(BR)EB}^*$	Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_C = 0$)	$I_E = 10\text{ }\mu\text{A}$	5			V
$V_{CE(sat)}^*$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 150\text{ mA}$ $I_E = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $I_E = 50\text{ mA}$			0.3 1	V V
$V_{BE(sat)}^*$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 150\text{ mA}$ $I_E = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $I_E = 50\text{ mA}$	0.6		1.2 2	V V
β_{DC}^*	DC Current Gain	$I_C = 0.1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $V_{CE} = 1\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $T_{Case} = -55^{\circ}\text{C}$	35 50 75 100 40 50 35		300	
β_{FE}^*	Small Signal Current Gain	$I_C = 1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $f = 1\text{ KHz}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $f = 1\text{ KHz}$	50 75		300 375	
f_T	Transition Frequency	$I_C = 20\text{ mA}$ $V_{CE} = 20\text{ V}$ $f = 100\text{ MHz}$	300			MHz
C_{EBO}	Emitter Base Capacitance	$I_C = 0$ $V_{BE} = 0.5\text{ V}$ $f = 100\text{ KHz}$			25	pF
C_{CBO}	Collector Base Capacitance	$I_E = 0$ $V_{CB} = 10\text{ V}$ $f = 100\text{ KHz}$			8	pF
$R_{i(m)}$	Real Part of Input Impedance	$I_C = 20\text{ mA}$ $V_{CE} = 20\text{ V}$ $f = 300\text{ MHz}$			60	Ω

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle = 1 %

2N2219A/2N2222A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

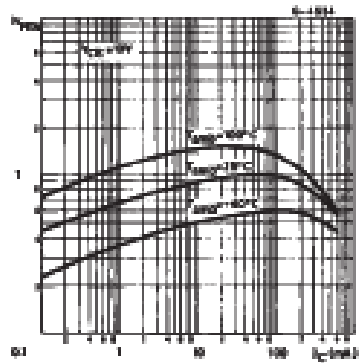
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
NF	Noise Figure	$I_C = 0.1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ $f = 1 \text{ kHz}$ $R_g = 1 \text{ k}\Omega$		4		dB
h_{ie}	Input Impedance	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$	2 0.25		8 1.25	$\text{k}\Omega$ $\text{k}\Omega$
h_{re}	Reverse Voltage Ratio	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$			8 4	10^{-4} 10^{-4}
h_{oe}	Output Admittance	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$	5 25		35 200	μS μS
t_{d*}	Delay Time	$V_{CE} = 30 \text{ V}$ $I_C = 150 \text{ mA}$ $I_{in} = 15 \text{ mA}$ $V_{be} = -0.5 \text{ V}$			10	ns
t_r^{**}	Rise Time	$V_{CE} = 30 \text{ V}$ $I_C = 150 \text{ mA}$ $I_{in} = 15 \text{ mA}$ $V_{be} = -0.5 \text{ V}$			25	ns
t_s^{**}	Storage Time	$V_{CE} = 30 \text{ V}$ $I_C = 150 \text{ mA}$ $I_{in} = -I_{as} = 15 \text{ mA}$			225	ns
t_f^{**}	Fall Time	$V_{CE} = 30 \text{ V}$ $I_C = 150 \text{ mA}$ $I_{in} = -I_{as} = 15 \text{ mA}$			60	ns
$f_{\beta} / C_{\beta}\%$	Feedback Time Constant	$I_C = 20 \text{ mA}$ $V_{CE} = 20 \text{ V}$ $f = 31.8 \text{ MHz}$			150	ps

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle $\leq 1\%$

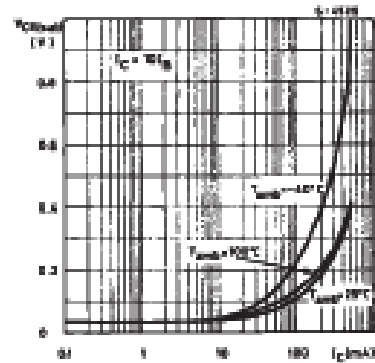
** See test circuit

2N2219A/2N2222A

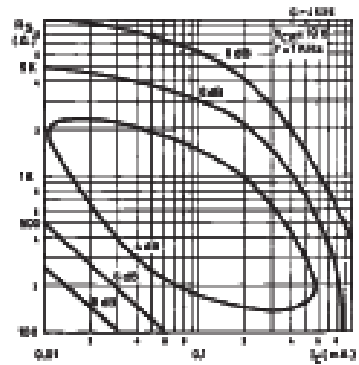
Normalized DC Current Gain.



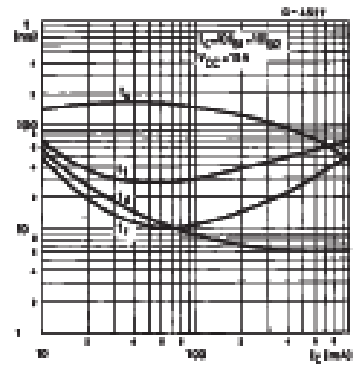
Collector-emitter Saturation Voltage.



Contours of Constant Narrow Band Noise Figure.

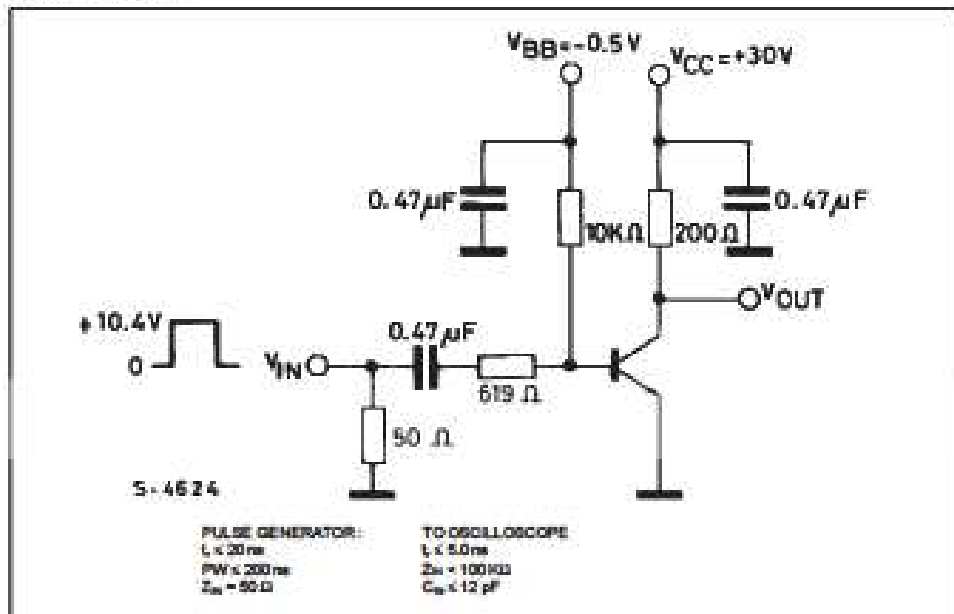


Switching Time vs. Collector Current.

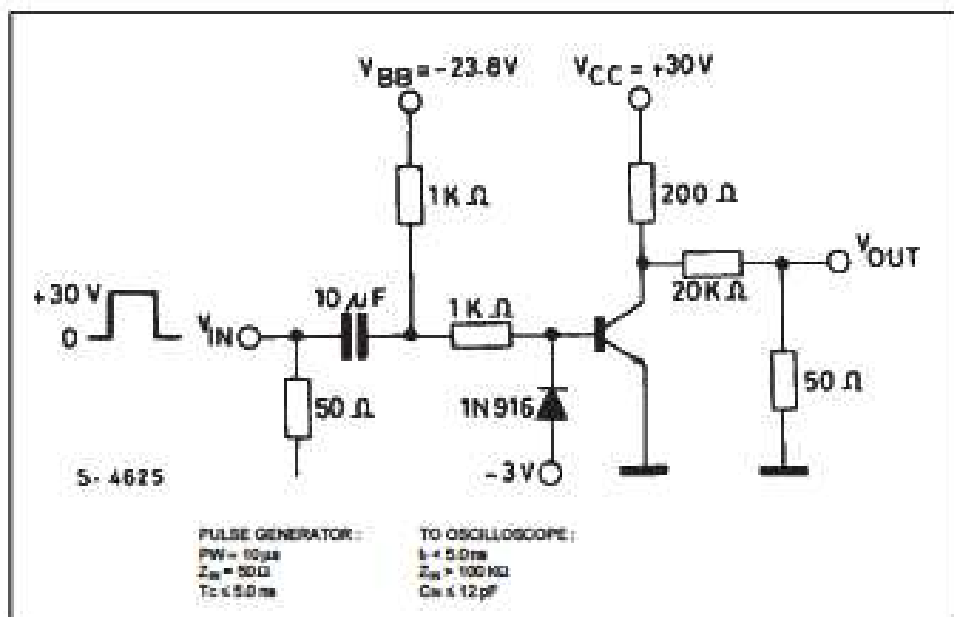


2N2219A/2N2222A

Test Circuit for t_{on} , t_r



Test Circuit for t_{on} , t_r

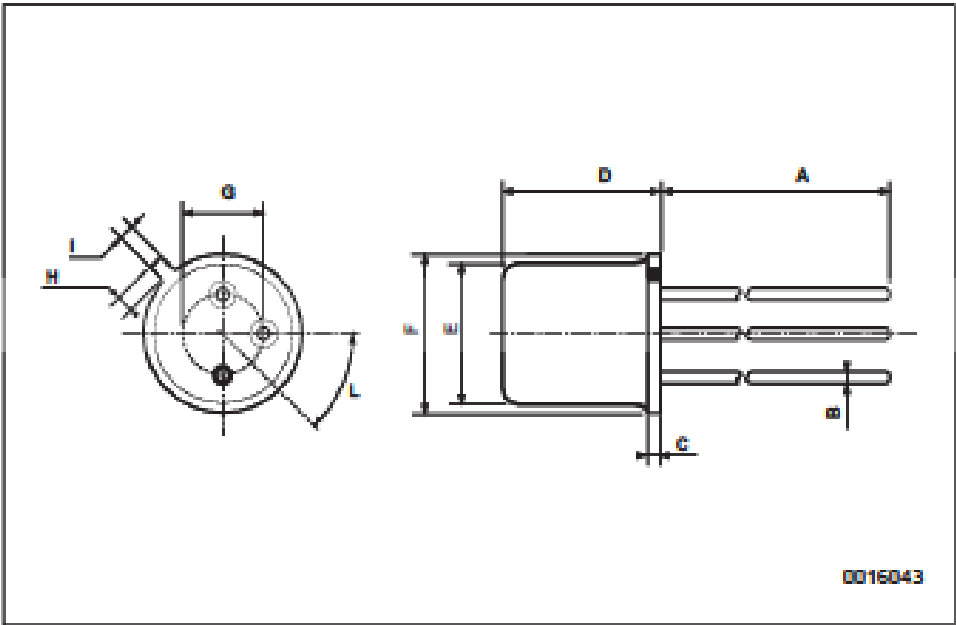


5/6

2N2219A/2N2222A

TO-18 MECHANICAL DATA

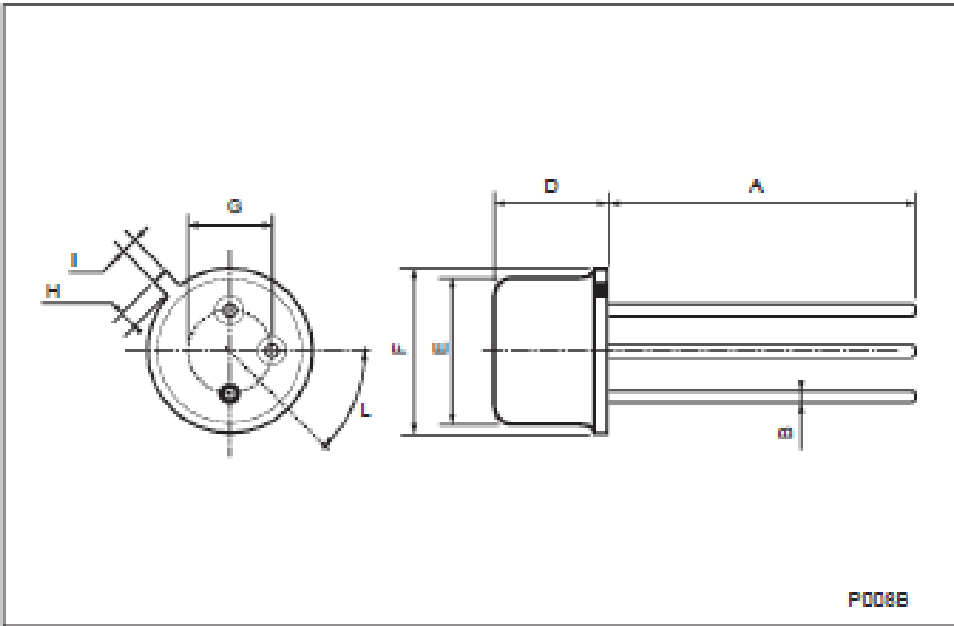
DIM.	mm			Inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A		12.7			0.500	
B			0.40			0.016
D			5.3			0.208
E			4.9			0.193
F			5.8			0.228
G	2.54			0.100		
H			1.2			0.047
I			1.16			0.045
L	45°			45°		



2N2219A/2N2222A

TO-39 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	12.7			0.500		
B			0.49			0.019
D			6.6			0.260
E			8.5			0.334
F			9.4			0.370
G	5.08			0.200		
H			1.2			0.047
I			0.9			0.035
L	45° (typ.)					



7/8

6.10 Diodo de potencia

MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by 1N4001/D

Axial Lead Standard Recovery Rectifiers

This data sheet provides information on subminiature size, axial lead mounted rectifiers for general-purpose low-power applications.

Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag.
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band
- Marking: 1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007

**1N4001
thru
1N4007**

1N4001 and 1N4007 are
Motorola Preferred Devices

**LEAD MOUNTED
RECTIFIERS
50-1000 VOLTS
DIFFUSED JUNCTION**



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
*Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
*Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V_{RRM}	60	120	240	480	720	1000	1200	Volts
*RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	Volts
*Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figure 8, $T_A = 75^\circ\text{C}$)	I_O	1.0							Amp
*Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions, see Figure 2)	I_{FSM}	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J T_{stg}	-65 to +175							$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS*

Rating	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop ($I_O = 1.0$ Amp, $T_J = 25^\circ\text{C}$) Figure 1	v_F	0.93	1.1	Volts
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop ($I_O = 1.0$ Amp, $T_L = 75^\circ\text{C}$, 1 inch leads)	$V_{F(AV)}$	—	0.8	Volts
Maximum Reverse Current (rated dc voltage) ($T_J = 25^\circ\text{C}$) ($T_J = 100^\circ\text{C}$)	I_R	0.05 1.0	10 50	μA
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current ($I_O = 1.0$ Amp, $T_L = 75^\circ\text{C}$, 1 inch leads)	$I_{R(AV)}$	—	30	μA

*Indicates JEDEC Registered Data

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

Rev B

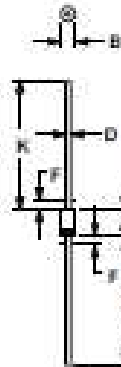
© Motorola, Inc. 1990



MOTOROLA

1N4001 thru 1N4007

PACKAGE DIMENSIONS



NOTES:
1. ALL DIMENSIONS SHOWN ARE IN MILLIMETERS.
2. DIMENSIONS IN PARENTHESES ARE FOR REFERENCE ONLY.
3. DIMENSIONS IN PARENTHESES ARE FOR REFERENCE ONLY.

	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	0.07	0.10	0.05	0.08
B	0.04	0.06	0.03	0.05
C	0.02	0.03	0.01	0.02
D	0.01	0.02	0.01	0.02
E	0.01	0.02	0.01	0.02
F	0.01	0.02	0.01	0.02
G	0.01	0.02	0.01	0.02
H	0.01	0.02	0.01	0.02
I	0.01	0.02	0.01	0.02
J	0.01	0.02	0.01	0.02
K	0.01	0.02	0.01	0.02
L	0.01	0.02	0.01	0.02
M	0.01	0.02	0.01	0.02
N	0.01	0.02	0.01	0.02
O	0.01	0.02	0.01	0.02
P	0.01	0.02	0.01	0.02
Q	0.01	0.02	0.01	0.02
R	0.01	0.02	0.01	0.02
S	0.01	0.02	0.01	0.02
T	0.01	0.02	0.01	0.02
U	0.01	0.02	0.01	0.02
V	0.01	0.02	0.01	0.02
W	0.01	0.02	0.01	0.02
X	0.01	0.02	0.01	0.02
Y	0.01	0.02	0.01	0.02
Z	0.01	0.02	0.01	0.02

CASE 53-03
(DO-41)
ISSUE M

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typical" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfr is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:
USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution,
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 303-675-2140 or 1-800-441-3447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPC, Strategic Planning Office, 4-32-1,
Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 03-3-5467-5488

Mfr: RMFAID@email.epa.mot.com - TOUCHTONE 800-364-6609
- US & Canada ONLY 1-800-774-1548

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductor H.K. Ltd.: 6B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 002-26522028

INTERNET: <http://motorola.com/epa>



Q

1N4001/D

6.11 Disipador térmico (radiador)



ML73/38

TO-220, TO-220-single gauge (0.020")



Extruded heat sink with radial fins and notched base. For use with TO220 packages.

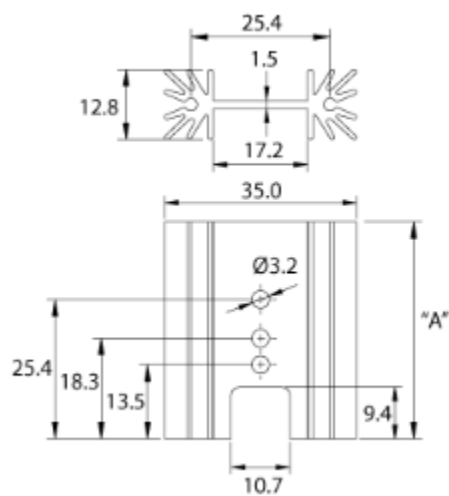
Height: 38.00

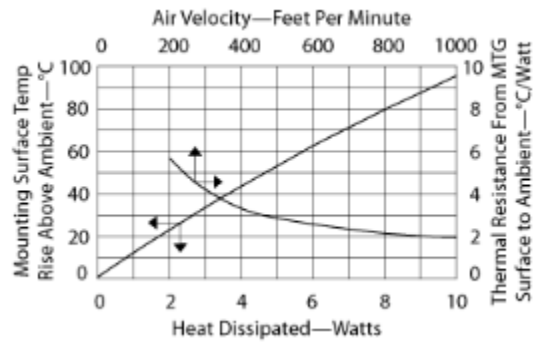
Mount Orientation: Vertical

Finish: Black Anodize

RoHS: compliant

Thermal Resistance: 10.40





7. FOTOGRAFIAS DEL DISEÑO



Figura 7.1: Vista frontal del montaje



Figura 7.2: Vista trasera del montaje

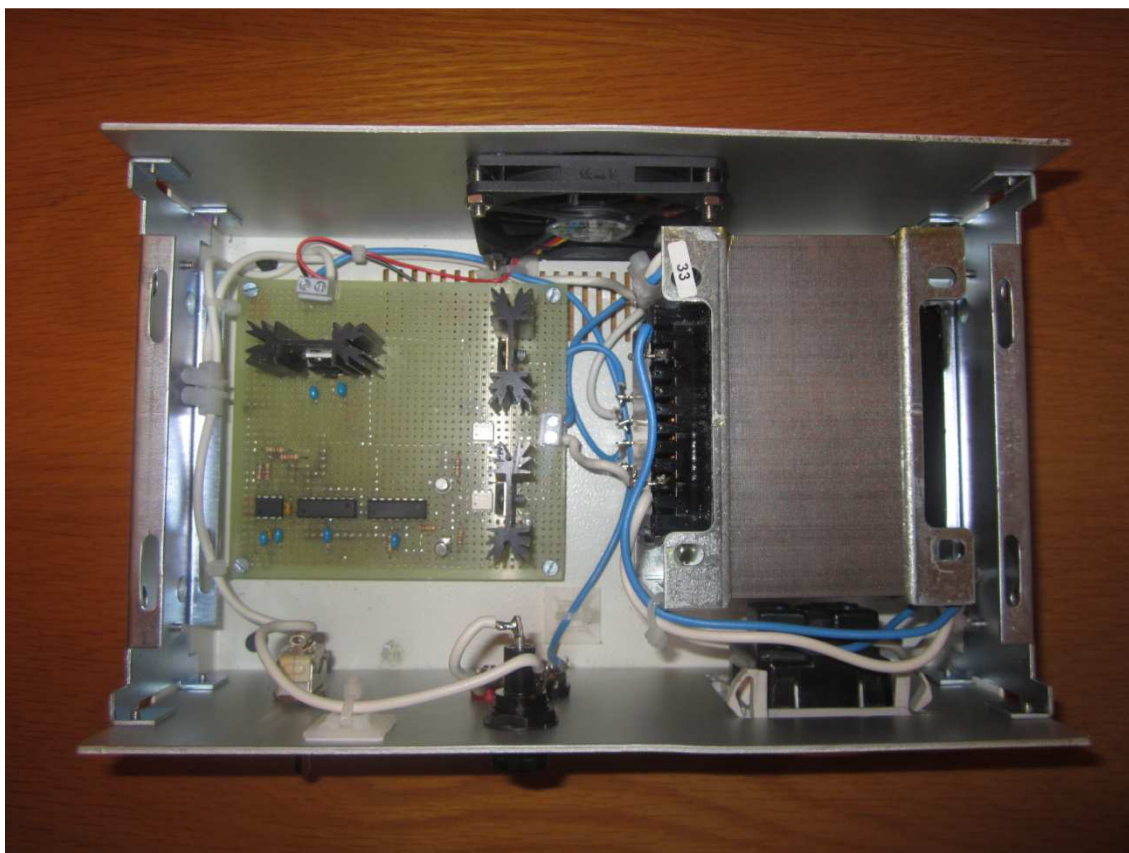


Figura 7.3: Vista interior del montaje

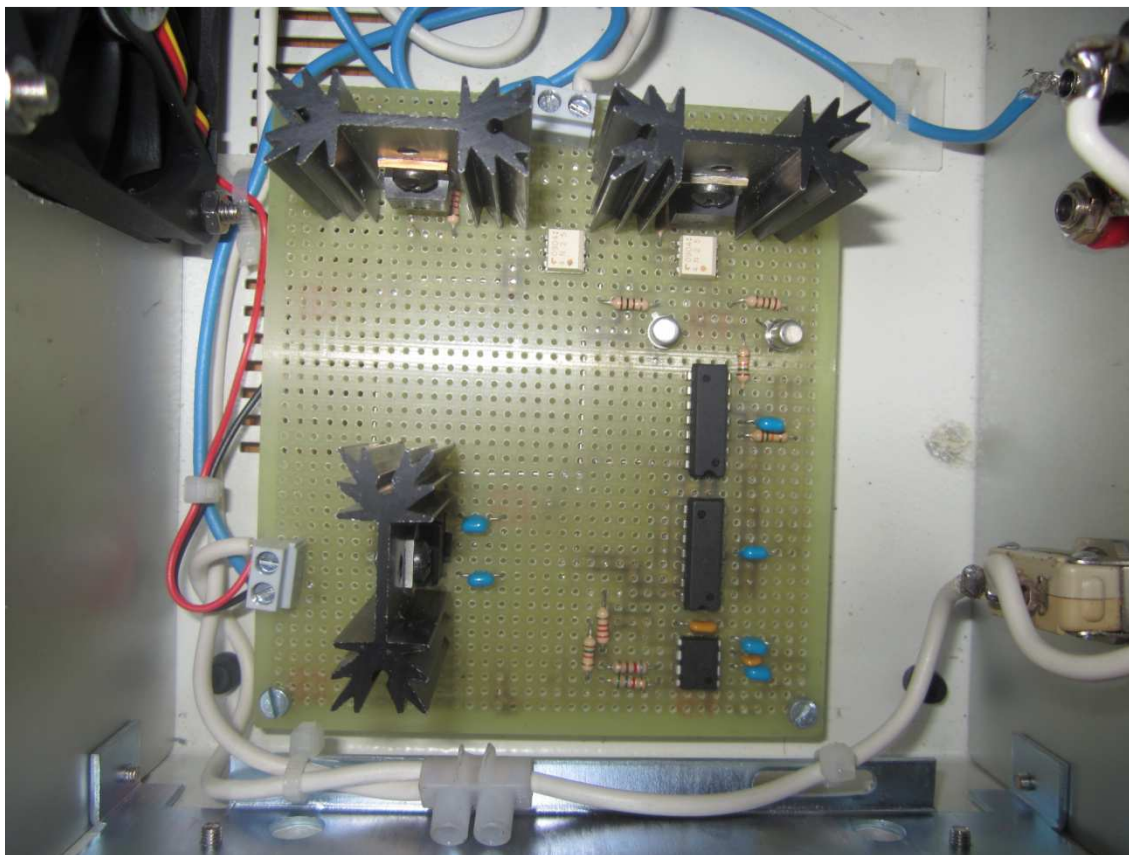


Figura 7.4: Vista de la placa de circuito impreso



Figura 7.5: Vista del transformador